19

Sensoren

Inhoud

■/■■ reeds gepubliceerd

▒/▒▒ gepland voor de volgende aanvullingen

19/2

Vocht- en vloeistofniveau-sensoren

Inhoud

19/2.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Voornamelijk industriële bezigheid
Het meten van de aan- of afwezigheid van vocht of het bepalen van het niveau van een vloeistof in een vat is een bezigheid die in de industrie zeer vaak aan de orde komt.
Toch worden er door de IC-fabrikanten maar weinig schakelingen aangeboden, die specifiek voor dit doel ontwikkeld zijn. Volgens onze gegevens houden alleen Telefunken en NatSemi zich met dit onderwerp bezig.

Toch kan het registreren van de aanwezigheid van vocht ook in ieder huisgezin van pas komen. Te denken valt aan een lekindicator in de buurt van een wasmachine, die alarm slaat als er een lek optreedt in het systeem.
Heel wat kelders zouden niet onder water zijn gelopen als een dergelijk waarschuwingssysteem aanwezig was geweest!

Drie principes
Ondanks het feit dat er slechts acht IC's in de data-boeken vermeld staan als echte "fluid level detectors" werken deze IC's volgens zeer verschillende uitgangspunten.
Na bestudering stelt men vast dat er drie principes ontwikkeld zijn voor het meten van het niveau van een vloeistof. Alle drie principes werken met een sensor of probe, die in contact gebracht wordt met de vloeistof.
Men onderscheidt echter:
- resistieve probes;
- dompel probes;
- thermische probes.

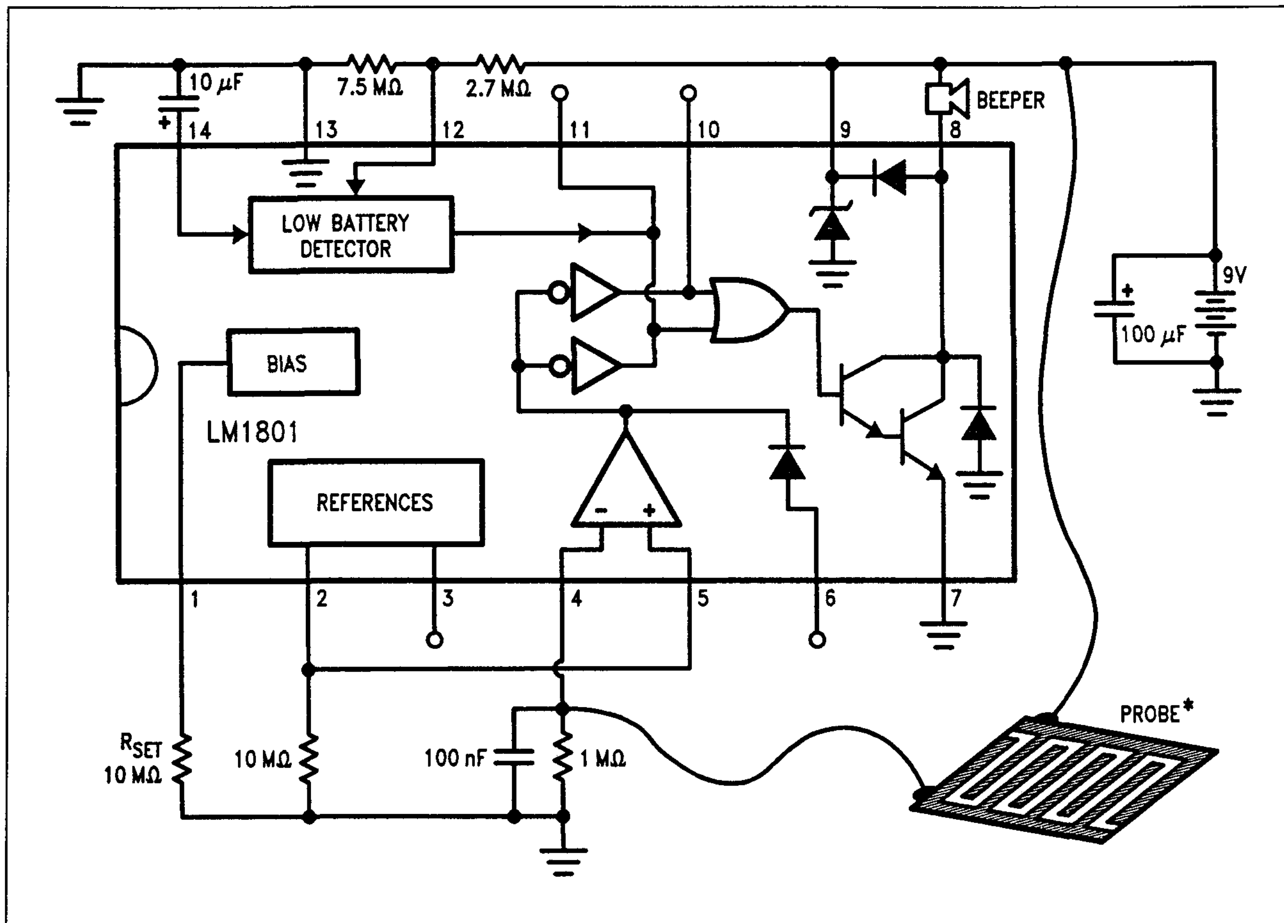
In de volgende drie paragrafen zullen deze drie principes worden toegelicht.

Resistieve probes

Principe
Het principe van de resistieve probes is erg eenvoudig. Maak een printje, waarop twee kopersporen onder de vorm van een kam in elkaar grijpen.
Sluit deze probe aan op een IC. Als de kam droog is heeft de konstruktie een zo goed als oneindige inwendige weerstand. Komt de probe in contact met geleidende vloeistof, dan daalt de weerstand en dit gegeven wordt door het IC gedetecteerd. Dit principe wordt toegelicht in figuur 19/2.1-1.

De LM 1801 van NatSemi werkt volgens het resistieve principe. Het IC bevat een nauwkeurige referentiespanningsbron, een comparator en een logische schakeling die een alarm-uitgang stuurt. De resistieve sensor wordt aangesloten tussen de positieve voedingsspanning en een ingang van de comparator. Deze ingang gaat via een weerstand van 1 MΩ naar de massa. Is de resistieve probe droog, dan zal er over de weerstand geen spanning vallen. Wordt de probe echter vochtig, dan zal er stroom door de kamvormige print gaan lopen, met als gevolg dat er over de weerstand een spanningsval optreedt. Dit verschijnsel wordt gedetecteerd door de comparator. Deze schakeling stuurt de logica, waardoor de alarm-uitgang wordt geactiveerd.

2.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/2.1-1: Het principe van de resistieve sensor.

Nadelen van de resistieve probe

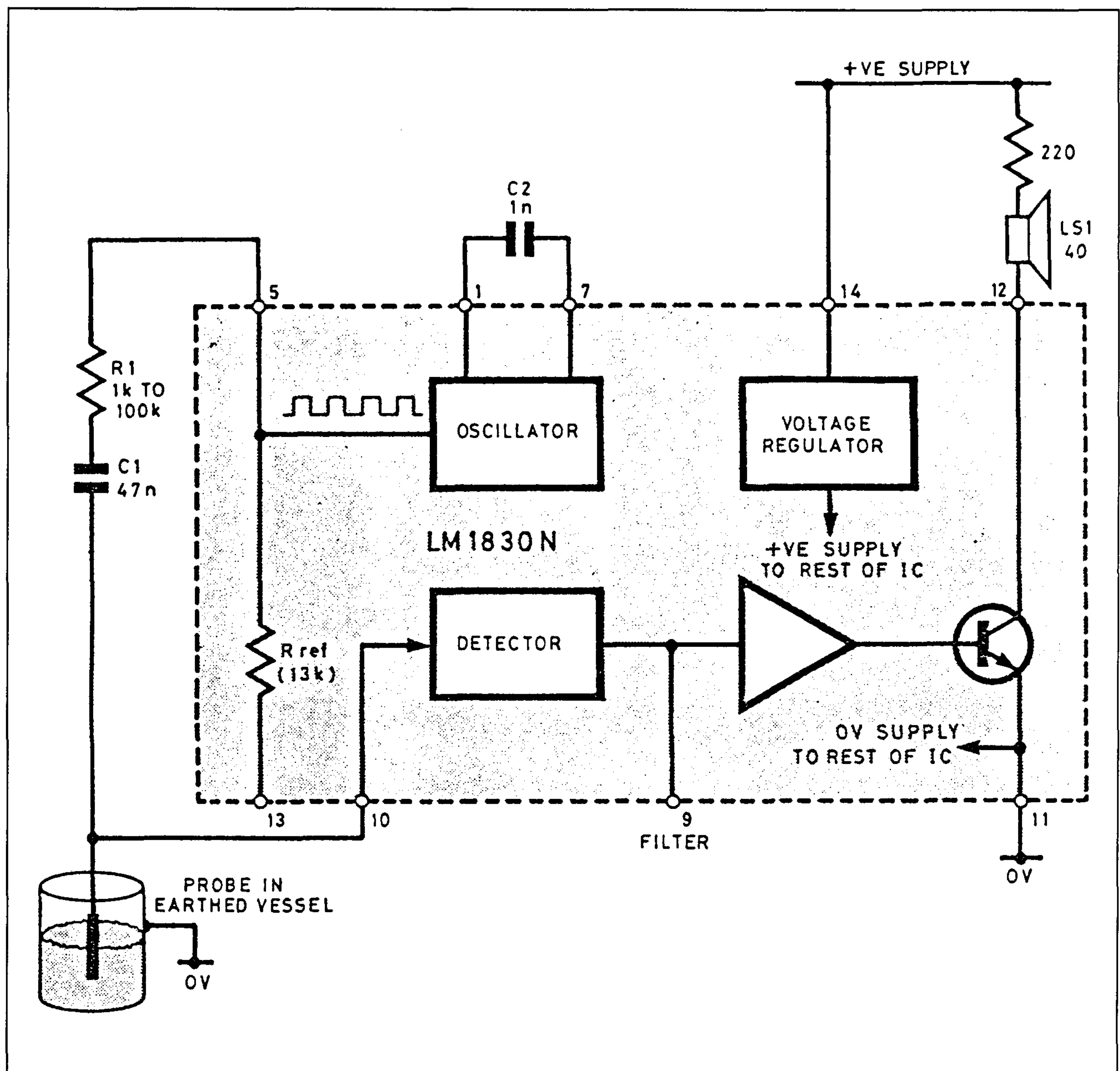
Ondanks de eenvoud van het principe heeft de resistieve meting niets dan nadelen.
Zo zal het duidelijk zijn dat dit systeem alleen is toe te passen in situaties waarbij het onder normale omstandigheden niet mag voorkomen dat de probe vochtig wordt. Alleen in uitzonderlijke alarm-situaties mag de probe nat worden en moet na het opheffen van de alarmtoestand weer onmiddellijk en grondig droog gemaakt worden.
De probe werkt immers op gelijkspanning. De koperen kam van de probe zal dan elektrolyse-verschijnselen gaan vertonen als hij vochtig wordt. Afhankelijk van de aard van de vloeistof kunnen er dan zeer reactieve gassen aan de elektroden van de sensor ontstaan. Zelfs als met zuiver water gewerkt wordt, zal de elektrolyse aan de elektroden van de kam waterstof- en zuurstof-gas doen ontstaan. Het zuurstof-gas zal onmiddellijk een chemische reactie met het koper van de kam aangaan, waarbij koperoxyde wordt gevormd. Het gevolg is dat de koperen sporen van de kam oxyderen en de probe na enige tijd onbruikbaar wordt.
Een tweede groot nadeel van dit principe is dat de kam door vervuiling en hygroscopie langzaam maar zeker ook onder droge kondities een vrij grote lekstroom kan gaan vertonen en het alarm aanspreekt.
Het laatste nadeel, maar dat zou in feite niet extra vermeld moeten worden, is dat dit systeem alleen werkt als men te maken heeft met elektrisch geleidende vloeistoffen. Lang niet alle vloeistoffen zijn geleidend. Diverse vloeistoffen, zoals olie, zijn zelfs ideale isolatoren!

2.1 Achtergrond-informatie

Dompel probes

Principe

Ook de zogenoemde dompel probes werken in principe resistief. Waaruit onmiddellijk de begrenzing van het principe volgt: ook dompel probes zijn alleen bruikbaar als men met geleidende vloeistoffen te maken heeft. Maar door een uitgekiende technologie heeft men de overige bezwaren van de resistieve probes weten te ondervangen.



Figuur 19/2.1-2: Het principe van de dompel probe.

2.1 Achtergrond-informatie

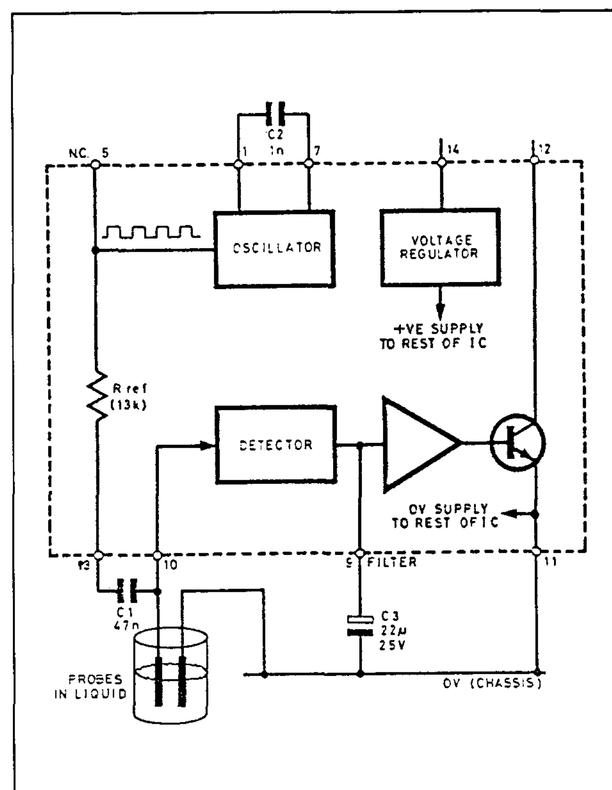
Het principe van de dompel probe is getekend in figuur 19/2.1-2.
Het vat, waarin het vloeistofniveau bewaakt moet worden is geleidend, dus bij voorkeur van metaal. Dit vat wordt geaard. In het vat wordt één geleidende probe aangebracht. Deze probe wordt zo bevestigd dat de punt staat op het te bewaken niveau.
De "fluid level detector" bevat een oscillator, die een vierkantspanning van enige tientallen kHz genereert. Dit signaal gaat via een scheidingscondensator naar de probe, maar ook naar de ingang van een detector.
Als het niveau van de vloeistof lager staat dan de punt van de probe, dan zal het volledige vierkantsignaal van de oscillator rechtstreeks naar de detector gaan. Komt het vloeistofniveau echter in aanraking met de punt van de probe, dan zal een deel van het signaal via de geleidende vloeistof en het geleidende vat afvloeien naar de massa. Er wordt immers een spanningsdeler gevormd tussen de genoemde weerstanden en de weerstand van 1 kΩ tot 100 kΩ, die in serie staat met de scheidingscondensator.
De detector registreert de spanningsdaling en stuurt, eventueel via een logische schakeling, het alarm.

Voordelen van de dompel probe

De dompel probe heeft, vergeleken met de resistieve probe, een aantal voordelen.
Op de eerste plaats wordt de probe gevoed met een zuivere wisselspanning. De scheidingscondensator zorgt er immers voor dat iedere gelijkspanning wordt tegengehouden. Het systeem heeft dus geen last van elektrolyse, want dit fysische verschijnsel kan alleen optreden als er sprake is van het vloeien van gelijkstroom. Er ontstaan dus ook geen gasbellen op de probe en het is uitgesloten dat de probe daardoor corrodeert.
Op de tweede plaats moet de probe niet droog gemaakt worden na een overschrijden van het niveau. Van zodra de vloeistofspiegel zakt en het contact tussen het vloeistofoppervlak en de punt van de probe verbroken wordt, zal het elektrische stroompad onderbroken worden.

Nadelen van de dompel probe

Naast het reeds genoemde nadeel dat het systeem alleen werkt als men te maken heeft met elektrisch geleidende vloeistoffen zijn er toch een aantal praktische nadelen aan te halen.
Het nadeel van het geleidende vat kan eventueel nog opgelost worden door niet één dompel probe in het vat te monteren, maar twee, zie figuur 19/2.1-3. De tweede dompel probe wordt dan rechtstreeks met de massa verbonden.



Figuur 19/2.1-3: Bij niet geleidende vaten moeten twee dompel probes in het vat worden gemonteerd.

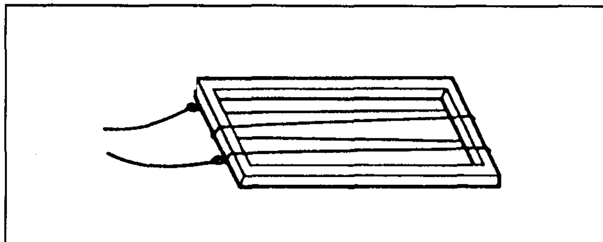
Het principiële nadeel van alle resistief werkende systemen is dat de probe niet geïsoleerd kan worden tegen de invloed van corroderende vloeistoffen. Vandaar dat dit systeem niet in alle omstandigheden bruikbaar

is of soms gebruik moet worden gemaakt van zeer dure probes uit een of ander edelmetaal, dat tegen alle vormen van chemische corrosie bestand is.

Thermische probes

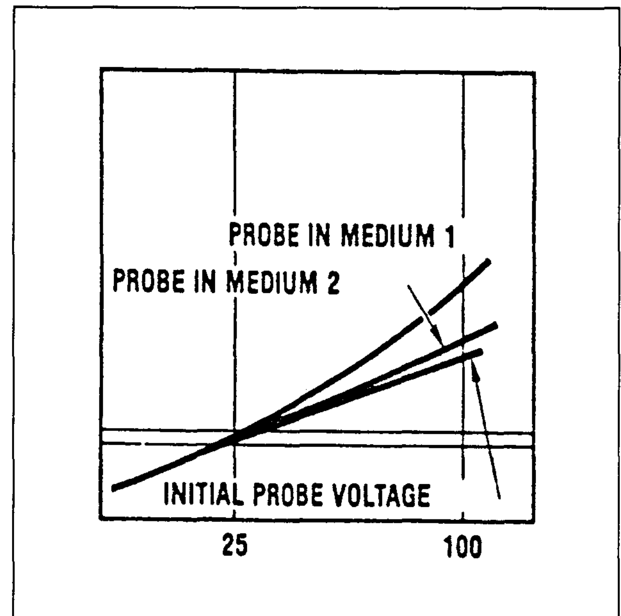
Principe

Bij de thermische probes hoeft het elektrisch geleidende materiaal van de probe niet in contact te komen met de vloeistof. Dus kan dit materiaal afdoende afgeschermd worden tegen de eventueel zeer corrosieve vloeistof, door er bijvoorbeeld een Teflon of Nylon afscherming rond aan te brengen. Wat gemeten wordt is de temperatuurvariatie van de probe onder invloed van de koelende vloeistof.
Uitgegaan wordt van een probe die een zeer grote positieve temperatuurscoëfficiënt heeft. Door deze probe, die bijvoorbeeld een vorm kan hebben als getekend in figuur 19/2.1-4, wordt een vrij grote pulsvormige gelijkstroom gestuurd. Het gevolg is dat de probe opwarmt en de weerstand toeneemt.



Figuur 19/2.1-4: Het typisch uiterlijk van een thermische probe.

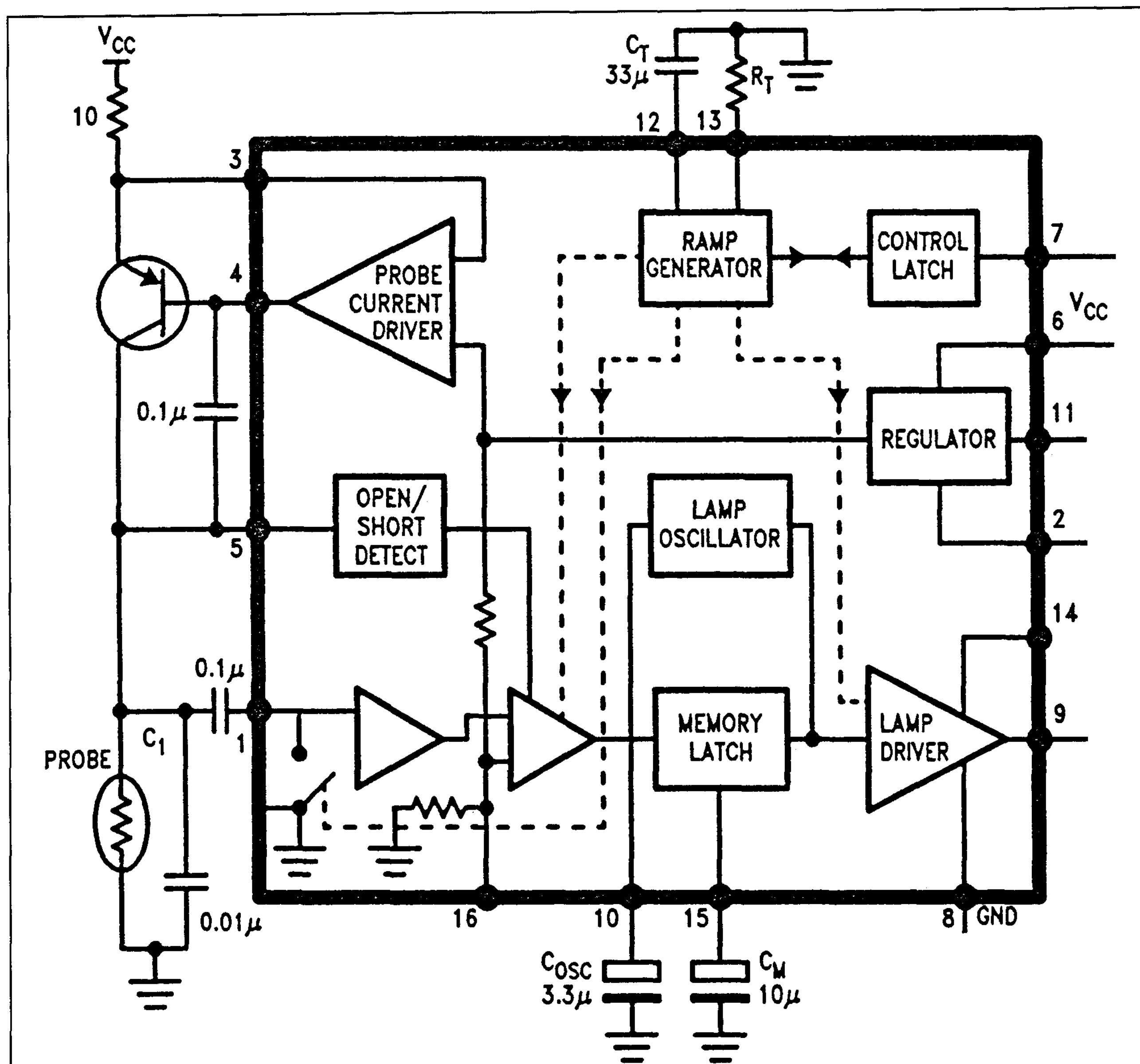
Deze weerstandstoename kan bepaald worden door de spanningsval over de probe te meten. De temperatuurstijging van de probe is echter afhankelijk van het medium waarin de probe zich bevindt. In lucht zal de probe warmer worden dan in een vloeistof, die in de meeste gevallen de warmte beter geleidt dan de lucht. Door nu het verloop van de spanningsstijging over de probe gedurende een bepaalde tijd te meten, kan het systeem een indruk krijgen of, en zo ja hoever de probe in de vloeistof is gedompeld (figuur 19/2.1-5).



Figuur 19/2.1-5: Het verloop van de probetemperatuur in verschillende media.

Een typisch IC, dat volgens het thermische principe werkt, is de LM 903 van NatSemi. Het intern blokschema en de manier waarop de probe wordt aangestuurd zijn getekend in figuur 19/2.1-6.
De constante stroom door de probe wordt opgewekt door een externe transistor, die als stroombron geschakeld is. De stroom wordt bepaald door de waarde van de emitterweerstand, in dit geval 10 Ω. De stroom door de probe vloeit niet continu, maar pulserend. Deze timing wordt bestuurd vanuit een zaagtandgenerator "RAMP". Iedere cyclus duurt ongeveer 1,5 s. Na ongeveer 35 ms wordt de spanning over de probe gemeten. Deze spanning wordt opgeslagen in de condensator C1 via een eenvoudige sample and hold. Na 1,5 s wordt de spanning over de probe opnieuw gemeten. Het verschil tussen beide meetspanningen wordt versterkt en vergeleken met een referentiespanning. Het resultaat van deze vergelijking stuurt via een logische schakeling de alarm-uitgang.

2.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/2.1-6: De aansturing van de thermische probe bij de LM 903 van NatSemi.

Voordelen van de thermische methode

Het zal duidelijk zijn dat de thermische methode niets anders dan voordelen heeft:

- het systeem werkt ook met elektrisch niet geleidende vloeistoffen;
- de vloeistof en de probe zijn volledig elektrisch geïsoleerd;
- het materiaal van het vat heeft geen invloed;
- de probe kan geïsoleerd worden tegen corrosieve vloeistoffen;
- het verloop van de probe-spanning zegt niet alleen iets over het wel of niet ondergedompeld zijn van de probe, maar geeft ook informatie over de mate van onderdompeling.
- het systeem kan ook gebruikt worden om de stroomsnelheid van vloeistoffen of gassen te meten.

19/2.2

Type-beschrijving

U 670B

Dompel probe, digitale uitgang

De U 670B is in principe ontwikkeld voor het bewaken van vloeistofniveaus in de auto. Het IC is echter zo universeel van opzet, dat ook toepassingen in de industriële sfeer en het huishouden mogelijk zijn. Het IC bevat een zaagtandoscillator waaruit via frequentiedelers een mooie blokspanning wordt gemaakt. Dit signaal is het sensorsignaal. De schakeling bevat uitgebreide beveiligingen tegen stoorpulsen en niet acceptabele voedingscondities. De alarm-uitgang moet via een NPN-darlington aangesloten worden op de indicator. Het IC bevat een ingebouwde lamp-test, die na het inschakelen van de voedingsspanning drie seconden een signaal naar de alarm-uitgang stuurt. Op deze manier kan men iedere keer bij het inschakelen van het systeem controleren of de alarm-indicator het nog doet.

Het IC heeft twee programmeer-pennen P, waarmee een aantal functies van de schakeling extern geprogrammeerd kan worden.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-1
- intern blokschema: figuur 19/2.2-2
- voedingsspanning: 16 V tot 32 V
- overspanningsbeveiliging: 60 V max.

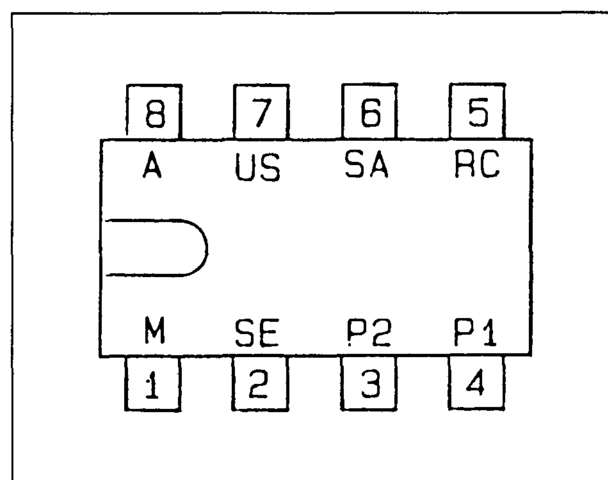
Functie-beschrijving

Aan de hand van het interne blokschema van figuur 19/2.2-2 wordt de werking van het IC nader verklaard.

De frequentie van de interne zaagtandoscillator wordt bepaald door een weerstand R, geschakeld tussen de voeding en pen 5 (RC) en een condensator C geschakeld tussen pen 5 (RC) en de massa. De frequentie van deze generator wordt bepaald door de uitdrukking:

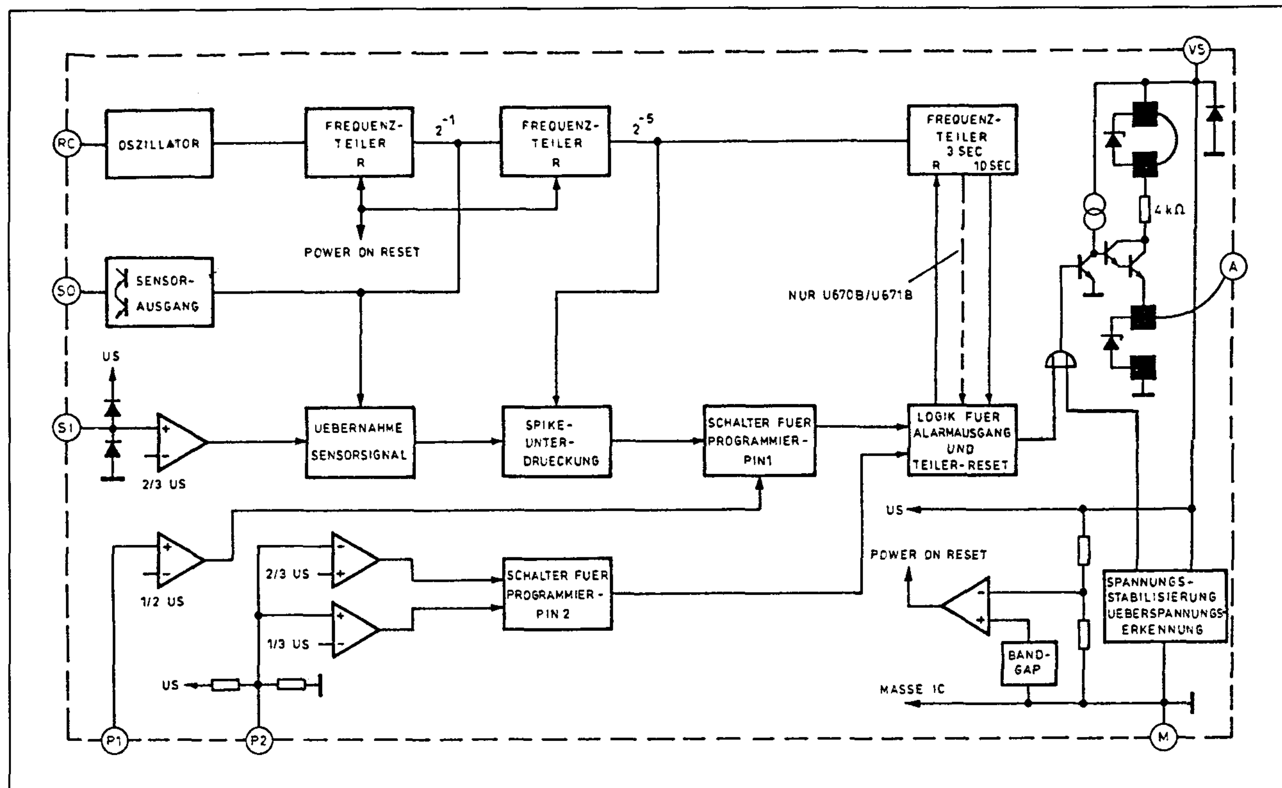
$f = 1 / [C . (0,632.R + 1900)]$

Met de door de fabrikant voorgeschreven waarden van 100 kΩ en 4,7 nF werkt de oscillator op een frequentie van 3,268 kHz. De frequentie van het uitgangssignaal van de zaagtandgenerator wordt door twee gedeeld. De perfecte blokspanning die daarvan het resultaat is gaat naar de sensor-uitgang op pen 6 (SA). Via een weerstand gaat dit signaal naar de sensor-ingang op pen 2 (SI). De comparator die op deze pen is aangesloten, zal omschakelen als de sensorweerstand tussen 10 kΩ en 30 kΩ ligt.



Figuur 19/2.2-1: Aansluitgegevens van de U 670B.

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-2: Intern blokschema van de U 670B.

De schakeling heeft een voorziening waarmee korte sensor-pulsen, bijvoorbeeld door trillingen van de vloeistofspiegel, onderdrukt kunnen worden. Deze zogenoemde “spike-onderdrukking” zorgt ervoor dat niveauveranderingen, die korter dan 80 ms duren, de schakeling niet activeren.

Wordt de schakeling geactiveerd, dan start een vertragingslus van tien seconden. Na afloop van deze lus wordt de alarm-uitgang (A) op pen 8 geactiveerd.

De voorwaarde, waaronder dit gebeurt, wordt bepaald door de spanning op de programmeerpen P1 (pen 4). Wordt deze ingang met de massa verbonden, dan zal het alarm geactiveerd worden als de sensor niet in contact staat met de vloeistof. Ligt P1 aan de voeding, dan gaat het alarm af als de sensorpunt in contact komt met de vloeistof.

De alarm-uitgang op pen 8 (A) moet via een NPN-darlington het alarm activeren.

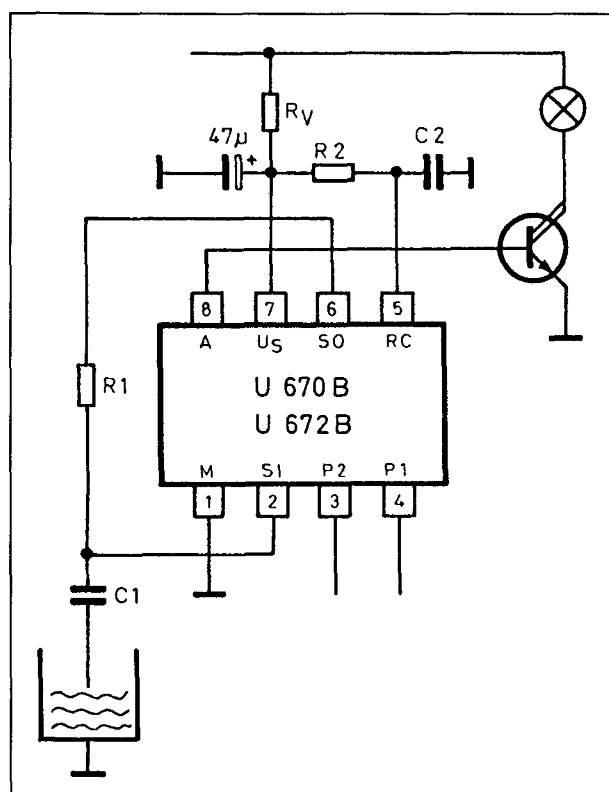
De uitgangsstroom die pen 8 kan leveren, wordt door een interne beveiligingsschakeling begrensd op 1,2 mA.

De spanning op de programmeer-ingang P2 (pen 3) bepaalt de manier waarop het alarm geactiveerd wordt. Ligt deze ingang aan de massa, dan kan het geactiveerde alarm alleen uitgeschakeld worden door het uit- en nadien weer inschakelen van de voedingsspanning. Ligt deze ingang aan de voeding, dan zal het alarm uitgeschakeld worden op het moment dat de oorzaak van het alarm wegvalt.

Door tussen de voeding en pen 7 (US) een weerstand op te nemen kan het IC beschermd worden tegen overspanningen op de voedingslijn.

Met een weerstand van 680 Ω is de schakeling bestand tegen overspanningen tot 43 V, waarbij de waarde van de voedingsspanning tussen 8 V en 24 V mag liggen.

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-3: Minimale externe bedrading rond de U 670B.

$$R1 = \frac{U_{SAH} - U_{SAL}}{(1{,}5 \cdot U_s - U_{SAH} - U_{SAL}) - 1} \cdot R_{SCH}$$

$$\text{für } R1 \cdot C1 > \frac{2{,}5}{f_{OSZ}}$$

R_{SCH} = Sensorwiderstand, bei dem der Komparator schaltet
U_{SAH} = H-Pegel des Sensorausgangs
U_{SAL} = L-Pegel des Sensorausgangs
U_s = Versorgungsspannung des IC

Figuur 19/2.2-4: De formule waarmee de waarde van de weerstand R1 bepaald kan worden.

Verhoogt men deze weerstand tot 1 kΩ, dan ligt het toegestane voedingsbereik tussen 16 V en 32 V, waarbij de schakeling beveiligd wordt tot spanningspieken van 60 V.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 19/2.2-3:

Minimumconfiguratie rond de U670B. De waarde van de weerstand R1 wordt gegeven door de uitdrukking die in figuur 19/2.2-4 vermeld staat.

U 671B

Dompel probe, digitale uitgang

De U 671B is in grote lijnen vergelijkbaar met de U 670B. Het enige verschil is dat de uitgangstrap, die het alarm stuurt, nu ontworpen is voor het aansturen van een PNP-transistor, die een alarm-indicator die vast met de massa verbonden is uit de voeding kan sturen.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-1
- intern blokschema: figuur 19/2.2-5
- voedingsspanning: 16 V tot 32 V
- overspanningsbewaking: 60 V max.

Voor de functie-beschrijving wordt verwezen naar de U 670B.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 19/2.2-6:

De externe schakeling voor het aansturen van de alarmering bij de U 671B. Deze schakeling is ideaal voor gebruik in de auto, waar de meeste indicatoren immers één pool vast aan de massa hebben liggen.

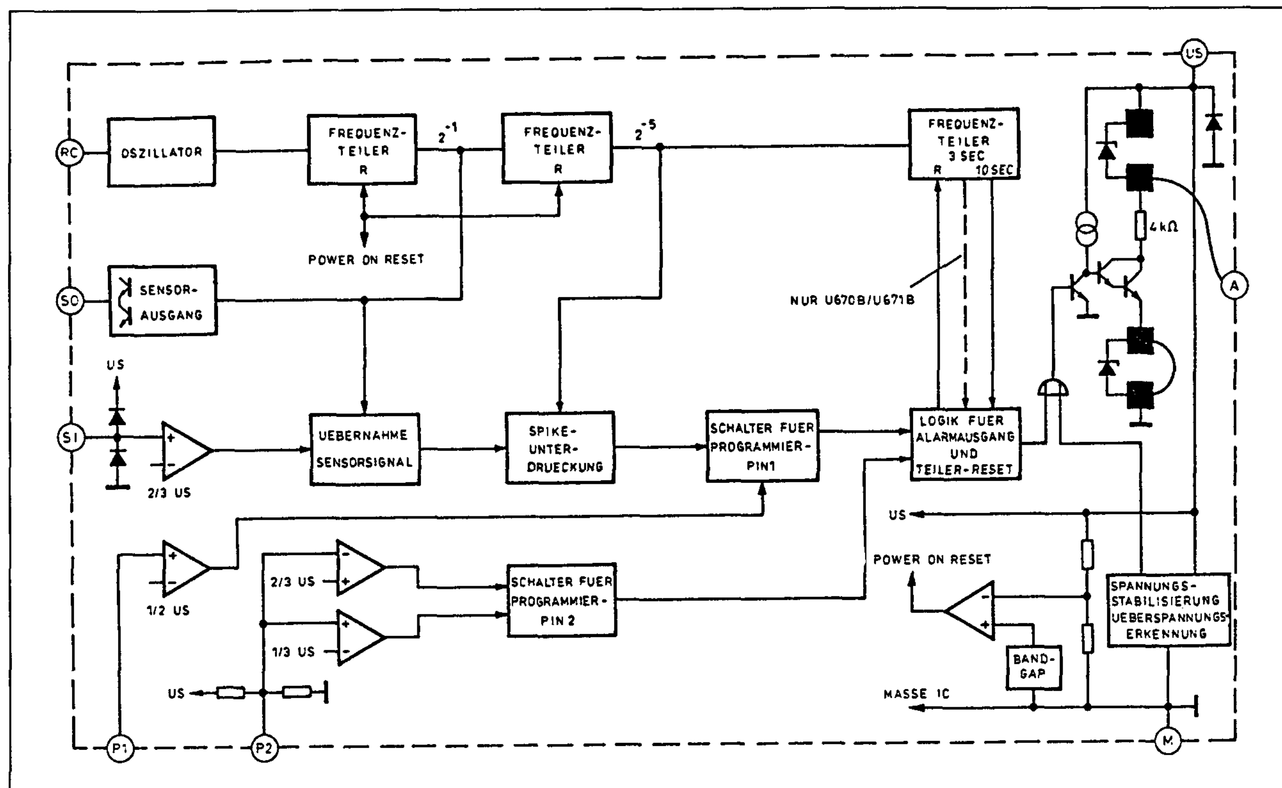
U 672B

Dompel probe, digitale uitgang

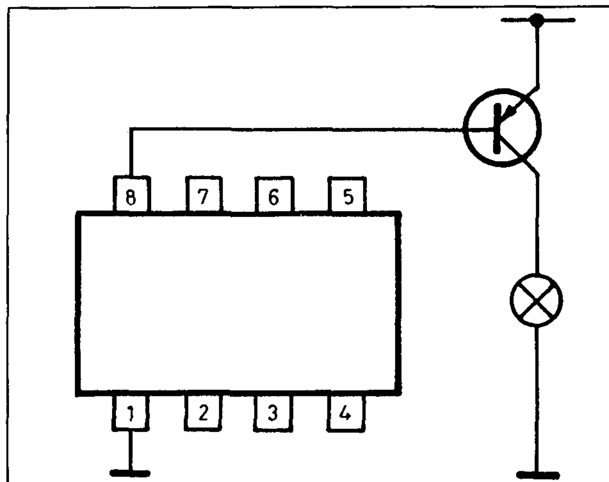
De U 672B is in grote lijnen vergelijkbaar met de U 670B. Het enige verschil is dat geen automatische lamp-test plaats vindt bij het inschakelen van de voedingsspanning.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-1
- intern blokschema: figuur 19/2.2-2

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-5: Intern blokschema van de U 671B.



Figuur 19/2.2-6: Het aansturen van de alarm-indicatoren bij de U 671B en de U 673B.

(de gestippeld getekende verbinding voor het activeren van de lamptest is niet aanwezig)
- voedingsspanning: 16 V tot 32 V
- overspanningsbewaking: 60 V max.

Voor de functie-beschrijving en de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de U 670B.

U 673B

Dompel probe, digitale uitgang

De U 673B is in grote lijnen vergelijkbaar met de U 670B. Het enige verschil is dat geen automatische lamp-test plaats vindt bij het inschakelen van de voedingsspanning en dat de uitgangstrap is geconfigureerd voor het aansturen van PNP-transistoren.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-1
- intern blokschema: figuur 19/2.2-5
  (de gestippeld getekende verbinding voor het activeren van de lamptest is niet aanwezig)
- voedingsspanning: 16 V tot 32 V

2.2 Type-beschrijving

– overspanningsbewaking: 60 V max.

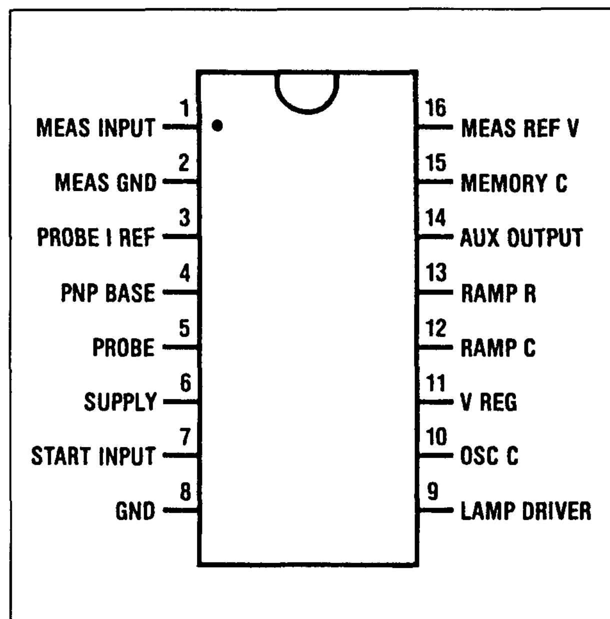
Voor de functie-beschrijving wordt verwezen naar de U 670B en voor de voorbeeldschakeling naar de U 671B.

LM 903

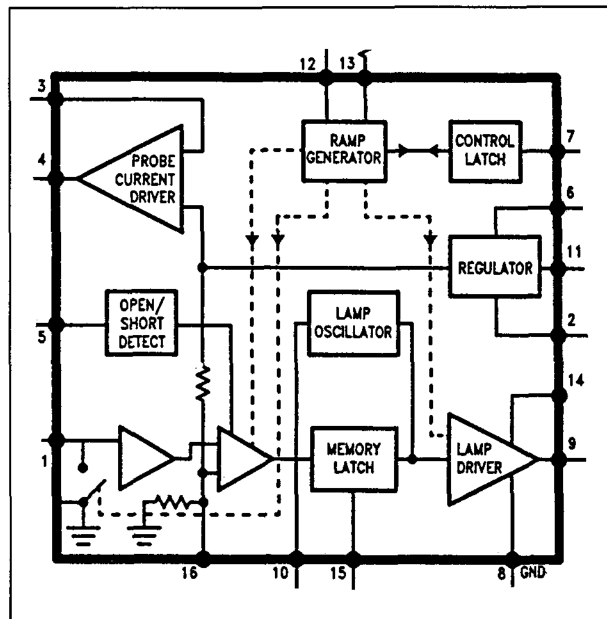
Thermische probe, digitale uitgang

De LM 903 controleert het niveau van vloeistoffen door middel van een thermische probe, die in de vloeistof wordt ondergedompeld. Een te laag niveau wordt gedetecteerd door een alarm-lamp die continu of knipperend gaat branden. De schakeling bevat beveiligingsschakelingen tegen een open verbinding in de probe-leiding en tegen kortgesloten probes.

- voedingsstroom: 50 mA max.
- interne referentie: 5,8 V typisch
- gegevens probe-besturing
  - referentiespanning probe-stroom: 2,2 V typisch
  - open-circuit drempel: V_{REG} - 0,85 V
  - short-circuit drempel: 0,6 V typisch
  - spanningsbereik probe: V_{REG} - 1,0 V max.
  - spanningsverschil tussen beide metingen voor alarm: 280 mV typisch
- oscillator-frequentie alarm-uitgang: 1,5 Hz typisch
- maximale alarm-stroom continu: 250 mA max.
- maximale alarm-stroom intermitterend: 600 mA max.



Figuur 19/2.2-7: Aansluitgegevens van de LM 903.



Figuur 19/2.2-8: Intern blokschema van de LM 903.

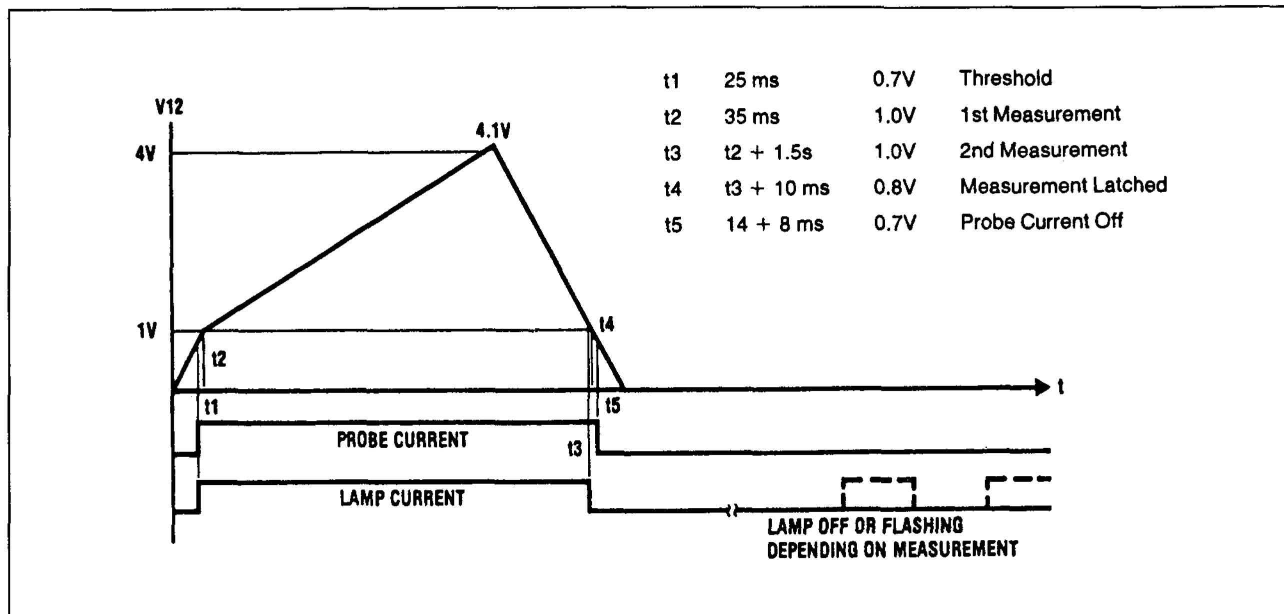
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-7
- intern blokschema: figuur 19/2.2-8
- voedingsspanning: 7 V tot 18 V

Functie-beschrijving

De functie van de LM 903 wordt beschreven aan de hand van het interne blokschema van figuur 19/2.2-8 en het timing-diagram van figuur 19/2.2-9.

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-9: Het timing-diagram van de LM 903.

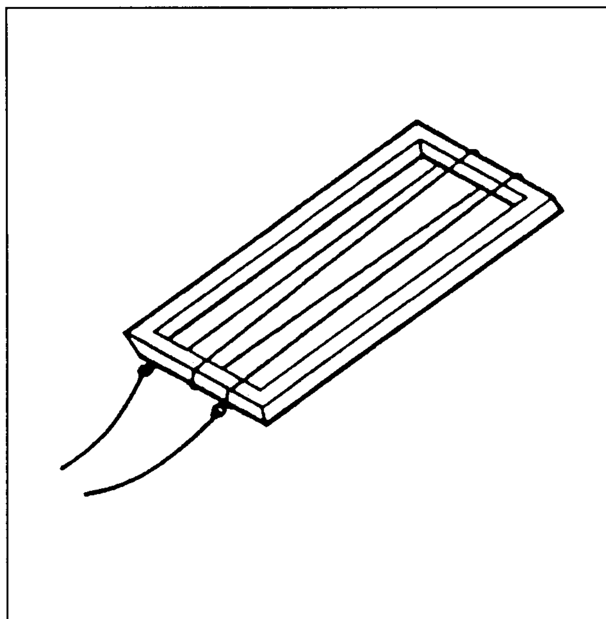
Een meetcyclus wordt ingezet door het inschakelen van de voedingsspanning en door een laag signaal op de controle-pen 7. De condensator die verbonden is met pen 12 wordt opgeladen. Na ongeveer 25 ms wordt de uitgang op pen 4 gestuurd. Deze uitgang zorgt, in samenwerking met een externe stroombron, voor het vloeien van een constante stroom door de probe. Op hetzelfde moment wordt de alarm-uitgang gestuurd zodat de op deze uitgang aangesloten lamp gaat branden.
Tien ms later wordt de probe-spanning voor het eerst gemeten. Deze spanning wordt opgeslagen in een externe condensator, verbonden met pen 1. Anderhalve seconde later wordt de spanning over de probe opnieuw gemeten en deze spanning wordt vergeleken met de eerste meetwaarde.
Het spanningsverschil wordt drie maal versterkt en vergeleken met een interne drempel van 850 mV. Deze drempel is aan te passen via de stuuringang op pen 16.
Als het versterkte spanningsverschil kleiner is dan deze drempel wordt de lamp UIT gestuurd. In het andere geval wordt de lamp intermitterend gestuurd met een frequentie van ongeveer 1,5 Hz. De lamp-besturing wordt opgeslagen in een latch.
Ongeveer 18 ms later wordt de stroom door de probe uitgeschakeld en is de meetcyclus afgelopen.
Een nieuwe meetcyclus kan alleen gestart worden door het uit- en weer inschakelen van de voedingsspanning. Een extern RC-netwerkje, verbonden met pen 7, kan er voor zorgen dat een tweede meetcyclus eerst na ongeveer één minuut start.
Deze maatregel is noodzakelijk, omdat het een voorwaarde van het principe is dat de probe weer tot de rusttemperatuur afkoelt alvorens er opnieuw gemeten wordt.

De probe

Het elektrisch geleidende materiaal van de probe moet een grote positieve temperatuurscoëfficiënt hebben. Aanbevolen wordt gebruik te maken van nikkel/cobalt legeringen met een soortelijke weerstand van 50 μΩ/cm en een temperatuurscoëfficiënt van minimaal 3.300 ppm. De spanning over de probe moet groter zijn dan 0,7 V en kleiner dan 5 V om de open- en short-circuit schakelingen niet te activeren.

2.2 Type-beschrijving

De stroom door de probe moet zo ingesteld worden dat het spanningsverschil tussen de eerste en de tweede meting in de vrije lucht ongeveer 500 mV bedraagt. In de vloeistof moet dit verschil gereduceerd worden tot ongeveer 100 mV.
Om dit grote verschil te realiseren moet men de probe zo ontwerpen, dat een goede afkoeling van de draad gegarandeerd wordt. In figuur 19/2.2-10 is een ideale konstruktie van de probe geschetst. De draden zijn vrij gewikkeld op een raam, zodat de vloeistof de draad zo goed mogelijk kan koelen.



Figuur 19/2.2-10: Deze konstruktie van de thermische probe garandeert maximale koeling van de draad door de vloeistof.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/2.2-11:
In deze figuur wordt de LM 903 toegepast als bewaker van het oliepeil in een automotor. De meting wordt uitgevoerd op het moment dat het contact via schakelaar A wordt gesloten. Schakelaar B is de oliedrukschakelaar. Deze wordt gesloten voordat de motor start en zet pen 7 op LAAG. De 4,7 MΩ weerstand en de condensator van 10 μF, verbonden met pen 7, verhinderen een tweede meting. Nadat de oliedruk tot de normale waarde gestegen is opent schakelaar B en de condensator wordt via de alarm-lamp opgeladen. Na het uitschakelen van de motor zal de condensator langzaam ontladen, waardoor een tweede meting voor ongeveer één minuut wordt uitgesloten. De resultaten van de eerste meting worden echter wél opgeslagen in de condensator die met pen 15 verbonden is. Is het resultaat van de meting goed, dan wordt deze pen HOOG. Deze hoge spanning wordt opgeslagen in de condensator en vanwege de lage lekstroom van pen 15 blijft de spanning voor minstens één minuut boven de interne drempel van 3 V.

Een weerstand van maximaal 150 kΩ tussen de pennen 10 en 11 zorgt ervoor dat de lamp-oscillator wordt uitgeschakeld, waardoor de lamp continu gaat branden.

LM 1042

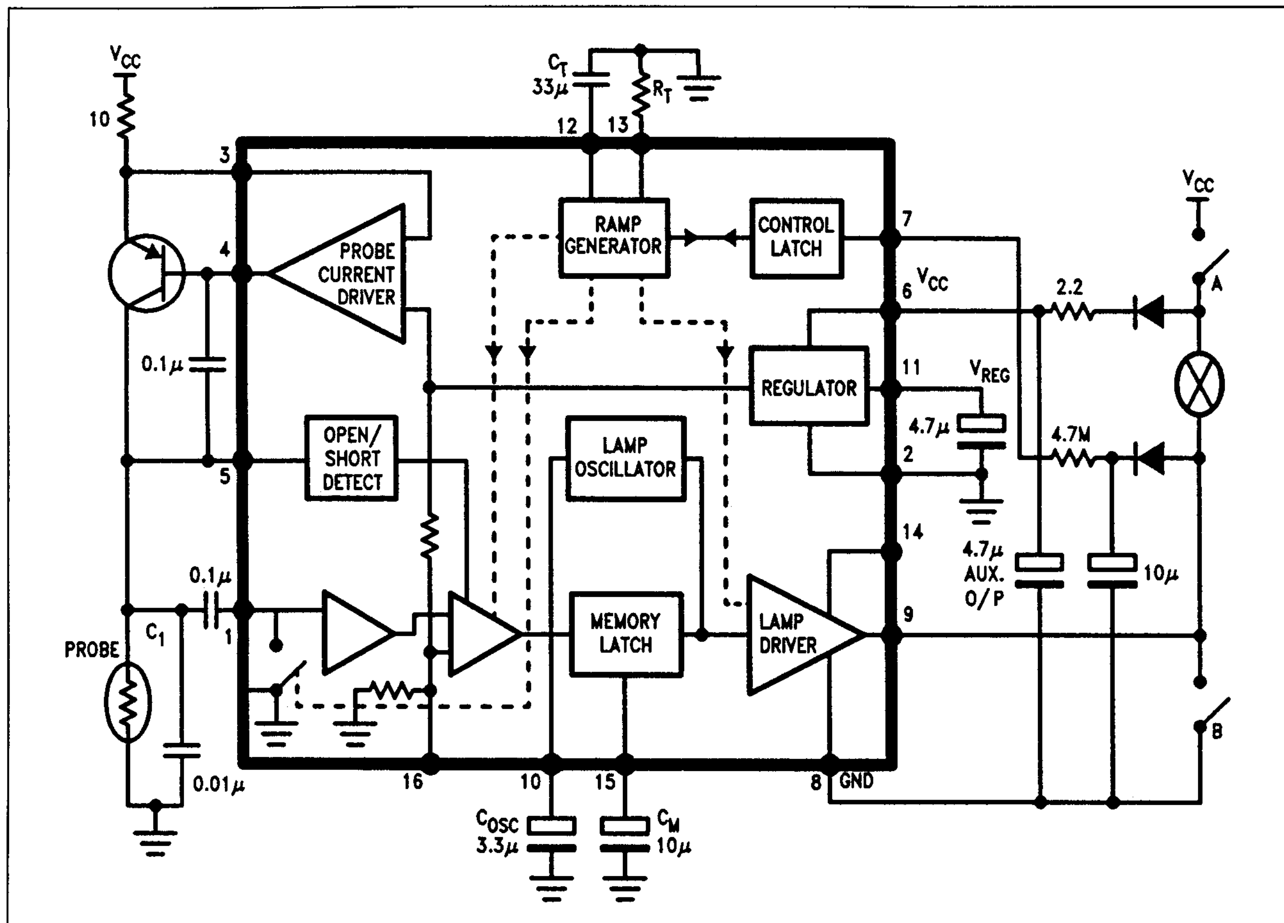
Thermische probe, analoge uitgang

De LM 1042 meet het niveau van vloeistoffen door middel van een thermische probe, die in de vloeistof wordt ondergedompeld. De schakeling wekt een analoge uitgangsspanning op, die proportioneel is aan het niveau van de vloeistof. De schakeling kan zowel eenmalig meten als repeterend.
De schakeling bevat beveiligingsschakelingen tegen een open verbinding in de probeleiding en tegen kortgesloten probes.
Het IC heeft een tweede meet-ingang, waarop een tweede sensor kan worden aangesloten.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-12
- intern blokschema: figuur 19/2.2-12
- voedingsspanning: 7 V tot 18 V
- voedingsstroom: 35 mA max.
- interne referentie: 5,9 V typisch

2.2 Type-beschrijving



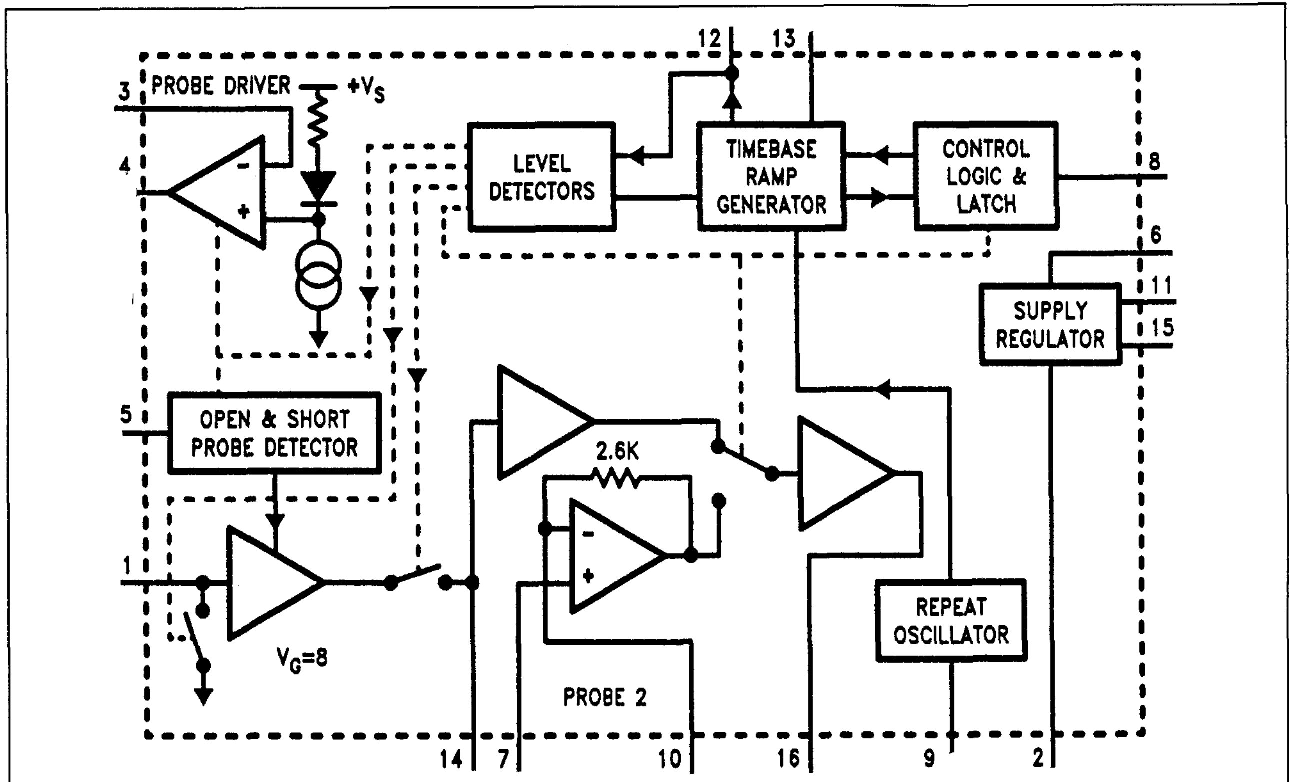
Figuur 19/2.2-11: De LM 903 toegepast is een systeem dat het oliepeil in een automotor controleert.

- referentiespanning voor de probe-stroom: 2,25 V typisch
- open-circuit drempel van de probe: V_{REG} - 0,7 V
- short-circuit drempel van de probe: 0,7 V typisch
- spanningsbereik probe: 1 V tot 5 V
- niet-lineariteit: 2 % max.

Pen-beschrijving

- Pen 1:
  Ingangsversterker voor de probe met een maximale lekstroom van 5 nA. Deze ingang wordt op massa-potentiaal geclampt vóór de start van een meting.
- Pen 2:
  Massa-aansluiting.
- Pen 3:
  Wordt verbonden met de emitter van een externe PNP-transistor en zorgt voor maximaal 200 mA constante probe-stroom. Door een interne referentie wordt de spanning op deze uitgang geclampt op een spanning die 2 V lager is dan de voedingsspanning.
- Pen 4:
  Basis-aansluiting voor de externe transistor van de stroombron.
- Pen 5:
  Wordt verbonden met de probe en detecteert open- en short-circuit omstandigheden.
- Pen 6:
  Voedingsaansluiting, intern beveiligd tegen transiënten tot 50 V.
- Pen 7:

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-12: Intern blokschema en aansluitgegevens van de LM 1042.

Ingang (PROBE2) met een impedantie van 5 MΩ voor het aansluiten van een tweede analoge meetspanning.

- Pen 8:
  Probe-select ingang. Een LAAG op deze pen selecteert de eigenlijke meetprobe (1) en start de timing van de meetcyclus. Gedurende de meetcyclus wordt deze pen op LAAG gehouden. Een HOOG op deze pen selecteert de hulp-ingang (pen 7), maar dit kan alleen na afloop van een meetcyclus.
- Pen 9:
  Op deze pen wordt een condensator aangesloten, die de herhalingsfrequentie van de repeterende metingen bepaalt. De condensator wordt opgeladen met 2 μA naar een drempel van 4,3 V. Nadien start een tweede meetcyclus. Dwingt men deze ingang naar LAAG, dan wordt de oscillator uitgeschakeld en zal de schakeling één meting uitvoeren na het LAAG worden van pen 8.
- Pen 10:
  Bepaalt, door middel van een weerstand naar de massa, de versterking van de hulpingang op pen 7 tussen 1,2x en 3,4x.
- Pen 11:
  De uitgang van de interne referentiespanning van 5,9 V typisch.
- Pen 12:
  Een condensator tussen deze pen en de massa bepaalt de timing-cyclus van de meting.
- Pen 13:
  Moet via een weerstand met de massa verbonden worden en bepaalt de ontlaadstroom van de condensator op pen 12.
- Pen 14:
  Een condensator tussen deze pen en de interne referentie op pen 11 wordt gebruikt voor het opslaan van de meetresultaten tussen twee meetcycli.
  Deze pen heeft een interne lekstroom van slechts 2 nA.
- Pen 15:

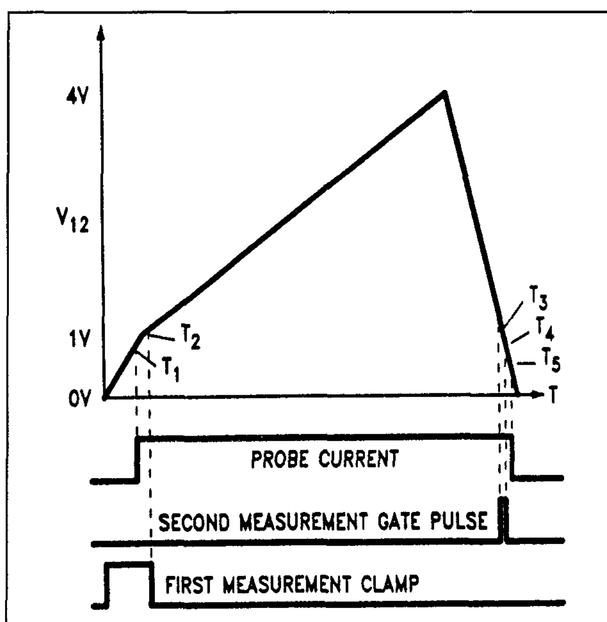
2.2 Type-beschrijving

Terugkoppel-ingang voor de interne referentie op pen 11. Via een weerstand tussen deze pen en pen 11 kan men de waarde van de interne referentiespanning instellen.

- Pen 16:
  De lineaire uitgangsspanning van PROBE1 of PROBE2 staat op deze pen ter beschikking met een stroomcapaciteit van +/-10 mA.

Functie-beschrijving

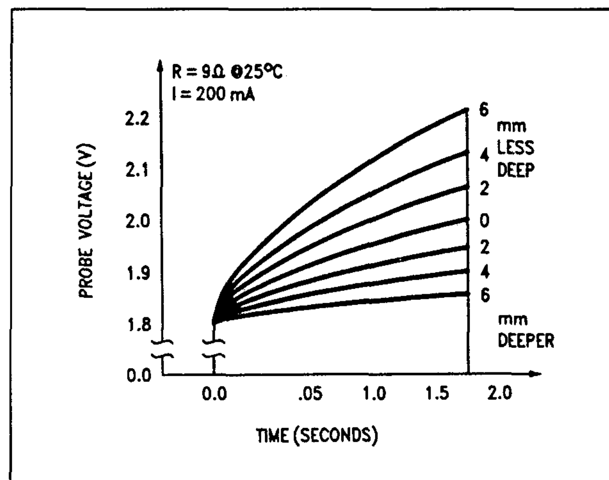
De functie van de LM 1042 wordt beschreven aan de hand van het interne blokschema van figuur 19/2.2-12 en het timing-diagram van figuur 19/2.2-13.



Figuur 19/2.2-13: Het timing-diagram van de LM 1042.

Een meetcyclus wordt ingezet door een laag signaal op de controle-pen 8. De condensator die verbonden is met pen 12 wordt opgeladen. Als de condensatorspanning gestegen is tot 0,7 V wordt de uitgang op pen 4 gestuurd. Deze uitgang zorgt, in samenwerking met een externe stroombron, voor het vloeien van een constante stroom van 200 mA door de probe. Op hetzelfde moment wordt de "probe-failure"-ingang op pen 5 geactiveerd. Als de condensator op pen 12 is opgeladen tot 1,0 V wordt de probe-spanning voor het eerst gemeten. Deze spanning wordt opgeslagen in een externe condensator, verbonden met pen 1. De stroom waarmee de condensator op pen 12 oplaadt wordt nu gereduceerd. Als de spanning over dit onderdeel gestegen is tot 4,1 V wordt de condensator weer ontladen. De meetspanning wordt via een interne schakelaar doorgekoppeld naar de condensator die met pen 14 verbonden is. Op tijdstip T5, de condensator is dan weer tot 0,7 V ontladen, wordt de meetcyclus afgesloten. De spanning over de condensator op pen 14 wordt versterkt en nadien via pen 16 aan de analoge uitgang aangeboden.

Repeterende metingen ontstaan door een condensator aan te sluiten tussen pen 9 en de massa. Een meting start als de spanning over deze condensator gestegen is tot 4,3 V.



Figuur 19/2.2-14: De spanningskarakteristiek van de aanbevolen probe.

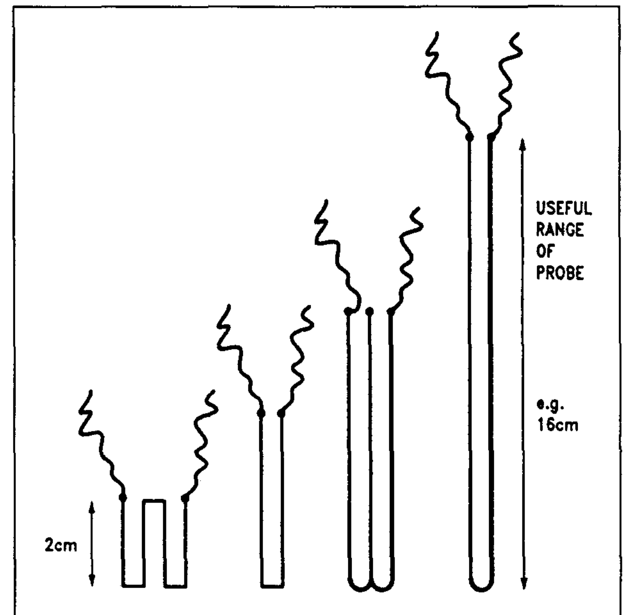
De probe

Het elektrisch geleidende materiaal van de probe moet een grote positieve tempera-

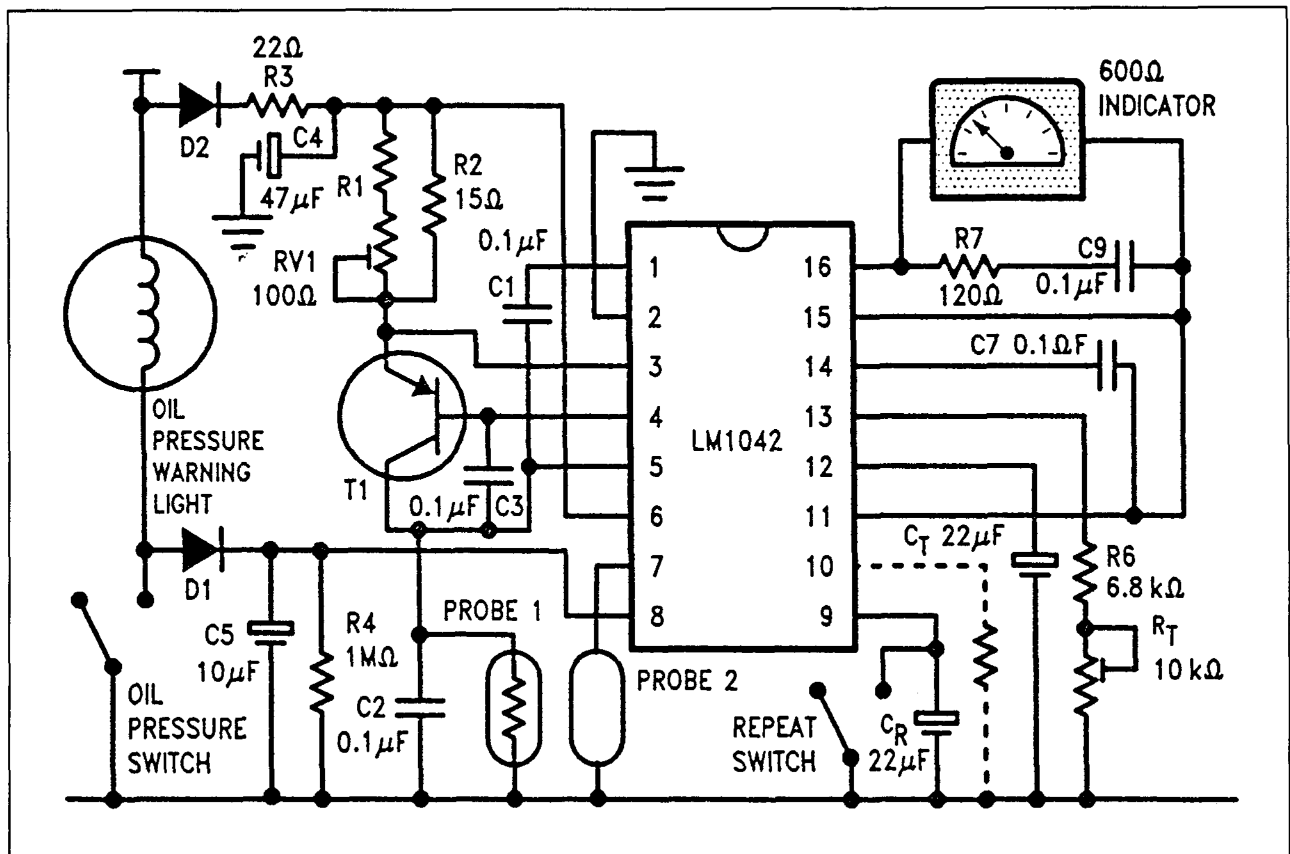
2.2 Type-beschrijving

tuurscoëfficiënt hebben. Aanbevolen wordt gebruik te maken van nikkel/cobalt legeringen met een soortelijke weerstand van 50 μΩ/cm en een temperatuurscoëfficiënt van minimaal 3.300 ppm.
Een aanbevolen probe-konstruktie bestaat uit 4 x 2 cm van deze draad met een diameter van 0,08 mm. Een dergelijke probe geeft een spanningskarakteristiek als getekend in figuur 19/2.2-14.

In figuur 19/2.2-15 zijn een aantal mogelijke konstrukties van de probe geschetst. De draden zijn vrij gewikkeld op een raam, zodat de vloeistof de draad zo goed mogelijk kan koelen.



Figuur 19/2.2-15: Aanbevolen konstrukties van de thermische probe voor maximale lineariteit van de meting.



Figuur 19/2.2-16: De LM 1042 toegepast is een systeem dat het oliepeil in een automotor analoog meet.

2.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/2.2-16:
In deze figuur wordt de LM 1042 toegepast als meter van het oliepeil in een automotor. Bij het inschakelen van de contactschakelaar wordt de oliedrukschakelaar gesloten en wordt ingang 8 LAAG gehouden via de weerstand R4. De meting met PROBE1 wordt uitgevoerd. Na het starten van de motor zal de oliedrukschakelaar openen, waardoor de spanning op pen 8 HOOG wordt gestuurd. De schakeling schakelt nu om naar PROBE2.

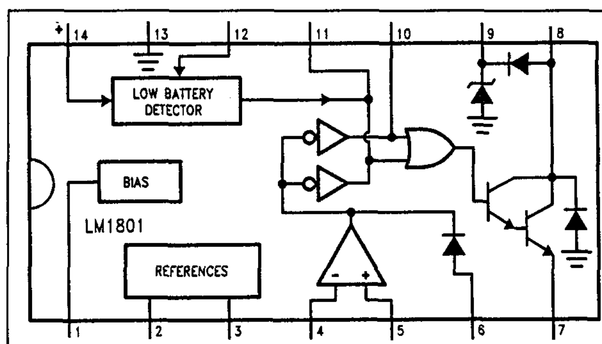
LM 1801

Resistieve probe, digitale uitgang

De LM 1801 is een comparator met een extreem laag eigen stroomverbruik. De schakeling kan daardoor uit een batterij gevoed worden, waardoor de directe elektrische koppeling tussen de resistieve sensor en de vloeistof niet tot gevaarlijke situaties kan leiden.
Hoewel het eigen stroomverbruik in rust kleiner is dan 7 µA kan de opencollector uitgangstrap in geactiveerde toestand meer dan 500 mA schakelen. Met een 9 V alkaline batterij als voeding kan de schakeling meer dan een jaar werken. De schakeling is dus ideaal voor het bewaken van ruimten tegen slechts in noodgevallen voorkomende overstromingen, zoals kelders, vaartuigen etc. De bezwaren van de resistieve sensor wegen dan ook niet zo zwaar.
De schakeling bevat een detector voor te lage voedingsspanning die door middel van een externe weerstand geprogrammeerd kan worden.
Via een parallelle uitgang kunnen tot negen LM 1801 schakelingen onder de vorm van een "wired-OR" parallel worden geschakeld. De schakeling bevat een referentiespanningsgenerator met twee uitgangen van respectievelijk 5,8 V en 5,2 V. Deze referentiespanningen kunnen gebruikt worden voor het instellen van een drempel, waarop de comparator omklapt.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-17
- intern schema: figuur 19/2.2-18
- voedingsspanning: 8 V tot 14 V
- voedingsstroom: 8 µA max.
- gegevens referenties
  - spanning pen 2: 5,8 V typisch
  - temp-coëf pen 2: 5 mV/°C
  - spanning pen 3: 5,2 V typisch
  - temp-coëf pen 3: 7 mV/°C
- gegevens low battery circuit
  - vergelijkingsspanning: 6,5 V max.
  - test-periode: 40 s typisch
  - alarm-periode: 60 ms
- gegevens comparator
  - offsetspanning: 15 mV max.
  - offsetstroom: 8 nA max.
  - biasstroom: 10 nA max.

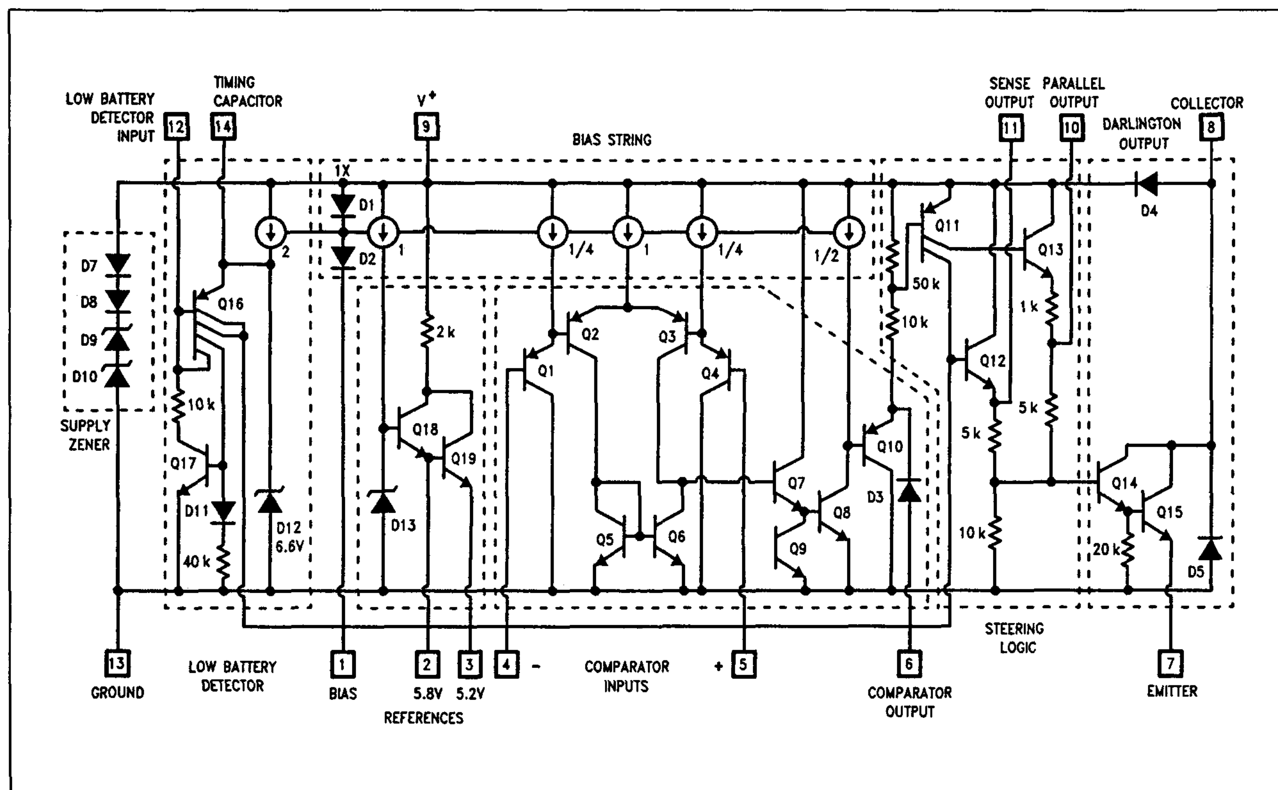


Figuur 19/2.2-17: Aansluitgegevens van de LM 1801.

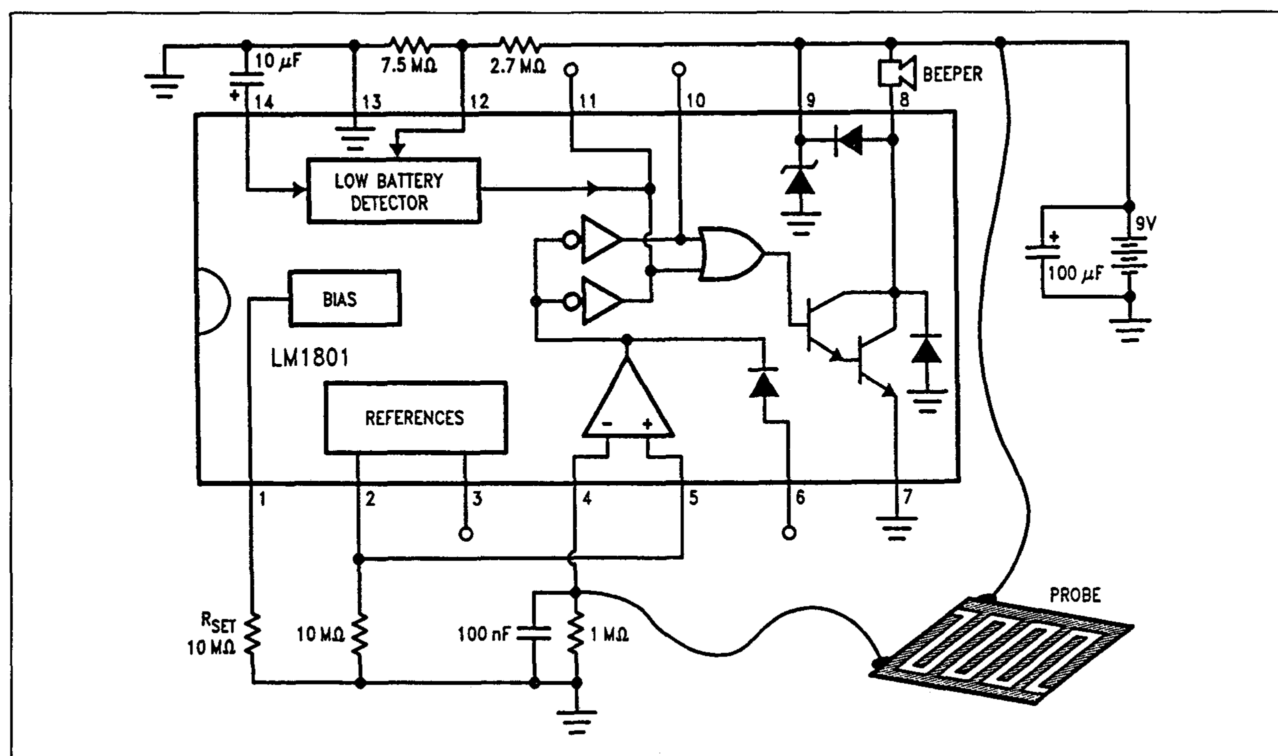
Functie-beschrijving

De uitgangstrap is in staat lampjes, LED's, zoemers, relais en motoren aan te sturen. Toch kan niet iedere belasting gebruikt worden in kombinatie met het "low-battery"-alarm. Dit wekt immers pulsjes op met een breedte van slechts 60 ms en deze kunnen dus in feite alleen door een zoemer gedetecteerd worden. Sommige zoemers zullen bij deze pulsbreedte niet meer dan een korte klik produceren. Zoemers met ingebouwde oscillator zullen op een puls met een breedte van 60 ms in de meeste gevallen reageren met het opwekken van een kort toontje.

2.2 Type-beschrijving



Figuur 19/2.2-18: Intern schema van de LM 1801.



Figuur 19/2.2-19: De LM 1801 toegepast als vochtigheidsalarm.

Het "low-battery"-alarm kan uitgeschakeld worden door de pennen 12 en 14 met elkaar te verbinden.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/2.2-19:

De LM 1801 wordt ingezet als vochtigheidsdetector met resistieve sensor. De sensor wordt verbonden tussen de voeding en één ingang van de comparator. De tweede ingang van de comparator wordt rechtstreeks verbonden met een van de referentiespanningen. De parallelschakeling van de weerstand van 1 MΩ en de condensator van 100 nF aan de niet-inverterende ingang van de comparator maakt de schakeling ongevoelig voor brom- en stoorsignalen, die via de lange leiding van de probe opgepikt zouden kunnen worden.

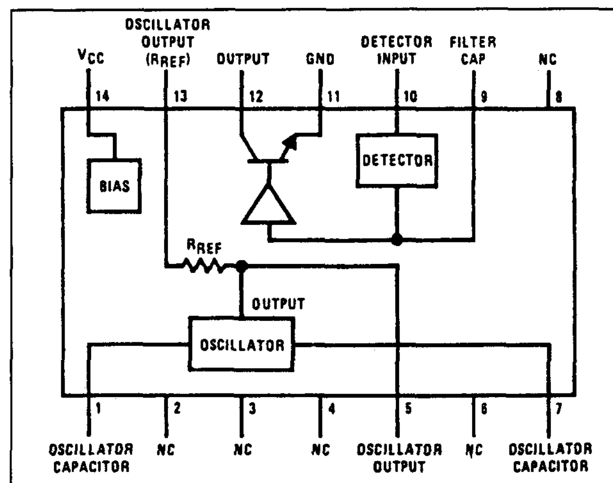
LM 1830

Dompel probe, digitale uitgang

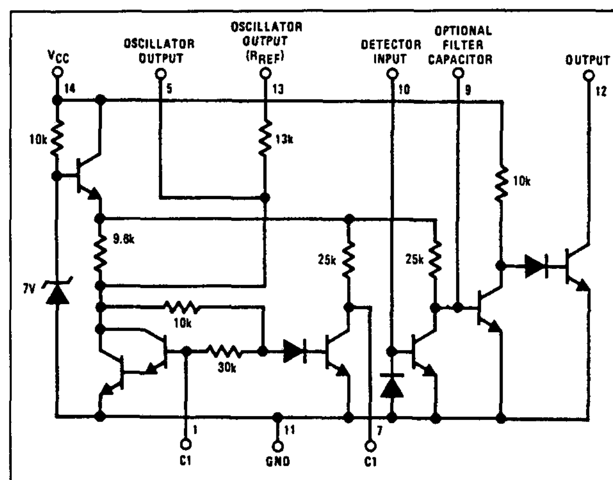
De LM 1830 is ontwikkeld voor niveaubewakingstoepassingen in de industriële sfeer. Het IC bevat een vierkantgolfoscillator. Het uitgangssignaal van deze oscillator is het sensorsignaal en wordt ook aan een detector aangelegd.
Als de weerstand van de probe boven een bepaalde waarde stijgt wordt het oscillatorsignaal doorgekoppeld naar de basis van een open-collector transistor. Deze transistor kan een LED, een luidsprekertje of een relais met laag stroomverbruik sturen.
Via een pen, waarop een weerstand kan worden aangesloten, kan men de gevoeligheid van de detector instellen.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 19/2.2-20
- intern schema: figuur 19/2.2-21
- voedingsspanning: 5 V tot 28 V
- voedingsstroom: 10 mA max.
- gegevens oscillator
  - frequentiebereik: 4 tot 12 kHz
  - uitgangsniveaus: 1,1 V en 4,2 V
- gegevens detector
  - interne referentieweerstand: 13 kΩ typisch
  - drempelspanning: 680 mV
  - drempelweerstand: 10 kΩ typisch
- gegevens uitgangstrap
  - stroomcapaciteit: 20 mA sink max.
  - verzadigingsspanning: 2,0 V max.
  - lekstroom: 10 μA max.

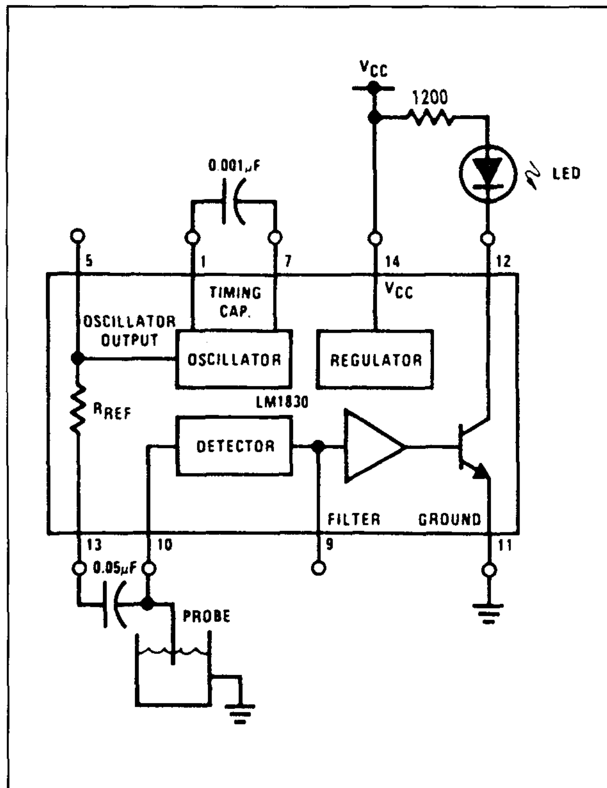


Figuur 19/2.2-20: Aansluitgegevens van de LM 1830.



Figuur 19/2.2-21: Intern blokschema van de LM 1830.

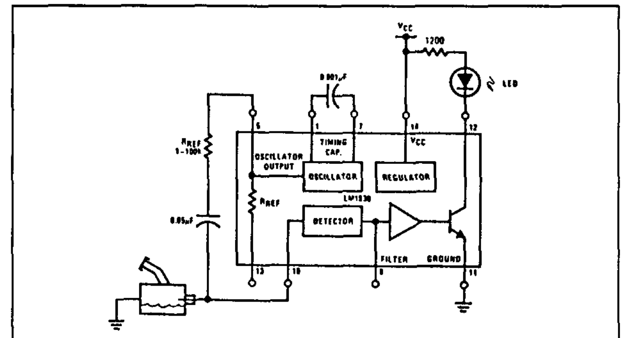
2.2 Type-beschrijving



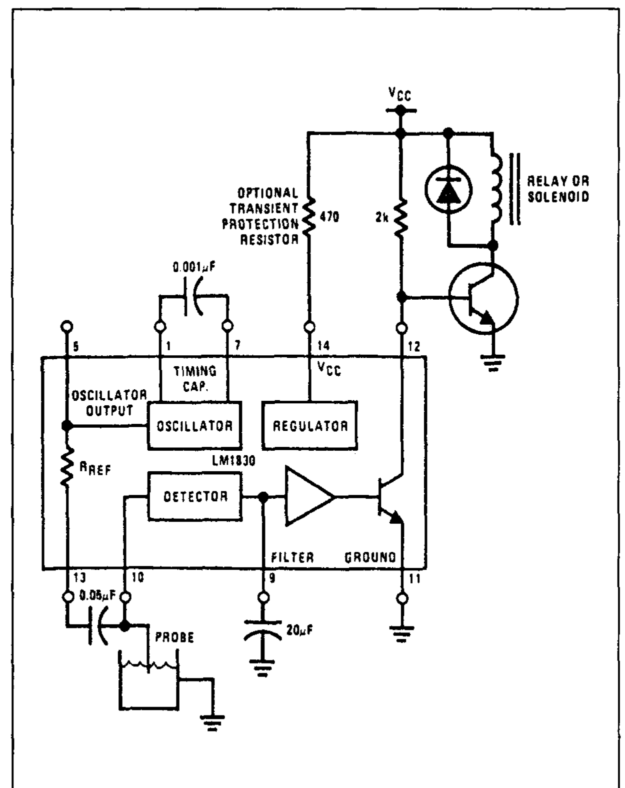
Figuur 19/2.2-22: Basis-schakeling rond de LM 1830 met gebruik van de interne referentieweerstand.

Functie-beschrijving

De frequentie van de oscillator is omgekeerd evenredig met de waarde van de condensator tussen de pennen 1 en 7. Met een waarde van 1 nF komt een frequentie van ongeveer 6 kHz overeen. De uitgang van de oscillator wordt via de pennen 5 en 13 naar buiten gevoerd. Tussen de uitgang en pen 13 staat een interne referentieweerstand van 13 kΩ. De weerstand van de probe naar de massa wordt vergeleken met deze weerstand. De detector zal aanspreken als beide weerstanden aan elkaar gelijk zijn. Komt de soortelijke weerstand van de te bewaken vloeistof echter niet overeen met dit bereik, dan kan men de uitgangsspanning van de oscillator via pen 5 en een externe referentieweerstand aanpassen. Tussen pen 9, de uitgang van de detector en de massa kan een afvlakcondensator worden aangebracht zodat de uitgang van AAN naar UIT schakelt bij het activeren van de detector. Zonder deze filtercondensator zal de uitgang het bloksignaal van de oscillator overnemen.



Figuur 19/2.2-23: Basis-schakeling rond de LM 1830 met externe referentieweerstand.



Figuur 19/2.2-24: Het besturen van een pomp via een door de LM 1830 in te schakelen relais.

2.2 Type-beschrijving

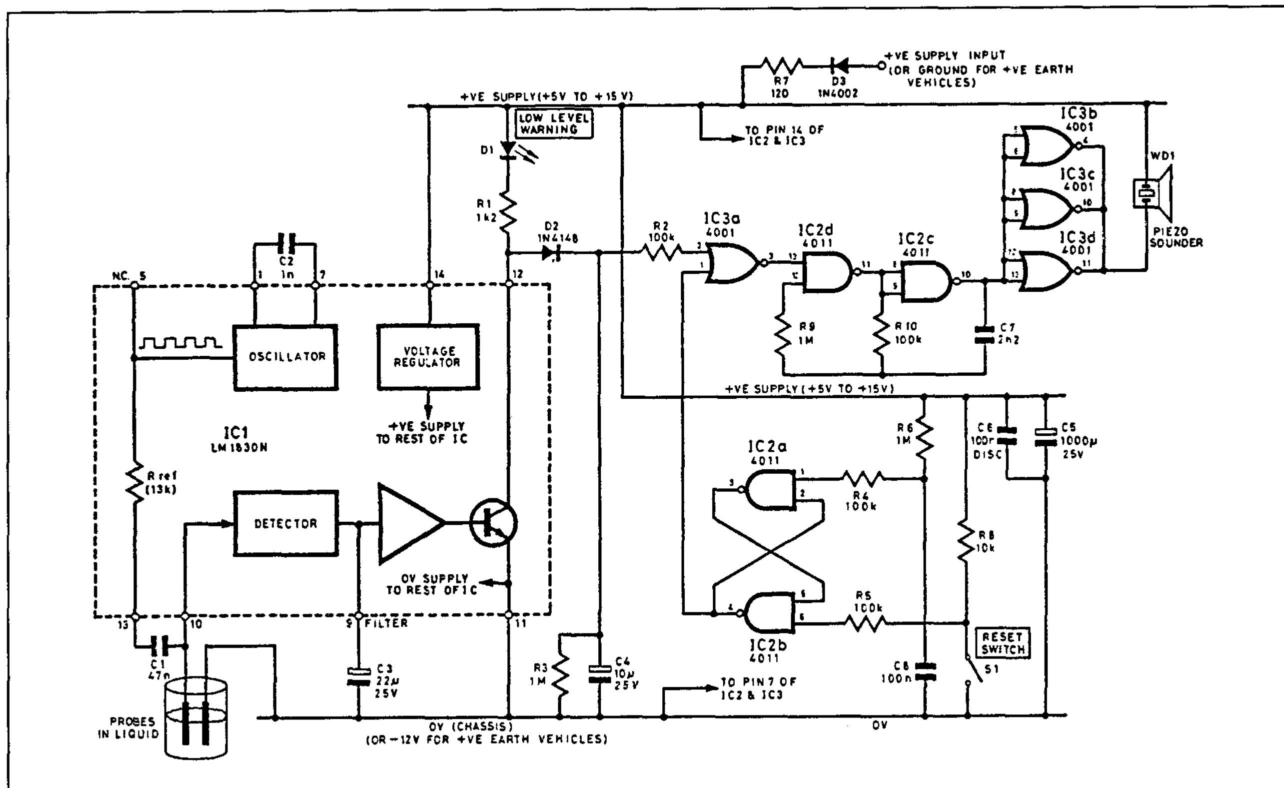
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/2.2-22:
Meest eenvoudige toepassing van de LM 1830, waarbij gebruik wordt gemaakt van de interne referentieweerstand en een enkelvoudige probe in een geleidend vat.

– figuur 19/2.2-23:
Bij deze schakeling wordt gebruik gemaakt van een externe referentieweerstand tussen de uitgang van de oscillator en de probe.

– figuur 19/2.2-24:
Het besturen van een pomp via een relais uit de LM 1830.

– figuur 19/2.2-25:
Uitgebreide alarmschakeling, waarbij gebruik wordt gemaakt van twee probes. De tweede probe wordt aan de massa gelegd. De uitgang van de LM 1830 stuurt via de poort IC3a een astabiele multivibrator, die een piëzo-elektrische zoemer als belasting heeft. De poort wordt gecontroleerd dor de flip-flop IC2a/b, die bij het inschakelen van de voeding de poort open zet.
Alleen door het indrukken van de schakelaar S1 wordt de poort gesperd en zal de astabiele multivibrator, zelfs bij het ontvangen van een alarmsignaal van de LM 1830, uitschakelen.



Figuur 19/2.2-25: Uitgebreide alarmschakeling rond de LM 1830 met continu acoustisch alarm, dat alleen uit te zetten is door het bedienen van een drukknop.

19/3

Temperatuur-sensoren

Inhoud

LM135	10 mV/°K	-55 °C tot +150 °C
LM135A	10 mV/°K	-55 °C tot +150 °C
LM235	10 mV/°K	-40 °C tot +125 °C
LM235A	10 mV/°K	-40 °C tot +125 °C
LM335	10 mV/°K	-40 °C tot +100 °C
LM335A	10 mV/°K	-40 °C tot +100 °C
TDC0135	10 mV/°K	-55 °C tot +150 °C
LM3911	10 mV/°K	-25 °C tot +85 °C
LM35	10 mV/°C	-55 °C tot +150 °C
LM35A	10 mV/°C	-55 °C tot +150 °C
LM35C	10 mV/°C	-40 °C tot +110 °C
LM35CA	10 mV/°C	-40 °C tot +110 °C
LM35D	10 mV/°C	-40 °C tot +110 °C
LM34	10 mV/°F	-50 °F tot +300 °F
LM34A	10 mV/°F	-50 °F tot +300 °F
LM34C	10 mV/°F	-50 °F tot +230 °F
LM34CA	10 mV/°F	-50 °F tot +230 °F
AD590M	1 µA/°K	-55 °C tot +150 °C
AD590L	1 µA/°K	-55 °C tot +150 °C
AD590K	1 µA/°K	-55 °C tot +150 °C
AD590J	1 µA/°K	0 °C tot +70 °C
AD590I	1 µA/°K	0 °C tot +70 °C
AD592A	1 µA/°K	-25 °C tot +105 °C
AD592B	1 µA/°K	-25 °C tot +105 °C
AD592C	1 µA/°K	-25 °C tot +105 °C
ICL8073LI	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-25 °C tot +85 °C
ICL8073KI	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-25 °C tot +85 °C
ICL8073JI	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-25 °C tot +85 °C
ICL8073II	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-25 °C tot +85 °C
ICL8073LM	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-55 °C tot +125 °C

ICL8073KM	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-55 °C tot +125 °C
ICL8073JM	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-55 °C tot +125 °C
ICL8073IM	1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C	-55 °C tot +125 °C
ICLB074XX	1,5 mV/°K of 1,0 mV/°F	-55 °C tot +125 °C

19/9.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

(aanvulling 80)

SMT1603	digitale sensor met puls/pauze-uitgang	-45 °C tot +130 °C
DS1620	digitale sensor met driedraads interface	-55 °C tot +125 °C

(aanvulling 81)

DS1820	digitale sensor met ééndraads interface	-55 °C tot +125 °C
DS1615	temperatuurlogger	-40 °C tot +85 °C

19/3.1

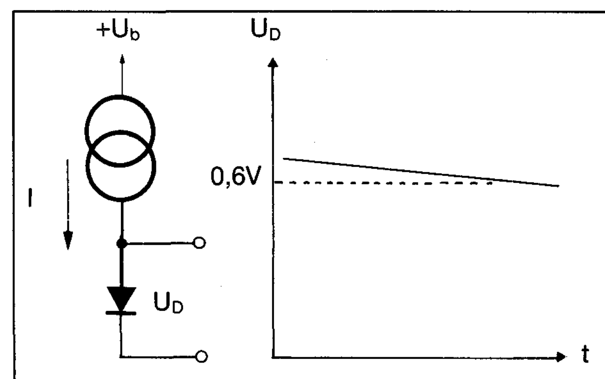
Achtergrond-informatie

Temperatuurschalen

De in de dagelijkse omgang gebruikelijke temperatuur-schaal in graden Celcius is niet de enige die bestaat en bij de bespreking van temperatuursensoren gaat men vaak uit van andere schalen.
In het kort een overzicht van de bestaande temperatuur-schalen:
– ° Kelvin: de wetenschappelijke temperatuurschaal met het nulpunt bij het absolute fysische nulpunt (de meeste koude temperatuur die theoretisch kan voorkomen). 0 °K komt overeen met –273,15°C en 1°K = 1°C. De omrekeningsformules zijn:
°K = °C + 273,15
°C = °K – 273,15
– ° Fahrenheit: angelsaksische schaalverdeling met vriespunt van water bij +32°F, kookpunt van water bij +212°F en absolute nulpunt bij –459,67°F. De omrekeningsformules zijn:
°F = 9/5 °C +32
°C = 5/9 (°F – 32)
– ° Réaumur: schaal met dezelfde schaaleenheid als de F-schaal, maar met het nulpunt bij het absolute nulpunt. Omrekening:
°R = °F + 459,67

De diode als temperatuur-sensor

De meest eenvoudige manier waarop men elektronisch temperaturen kan meten is het sturen van een constante stroom door een geleidende silicium-diode volgens het schema van figuur 19/3.1-1.
De geleidingsspanning van een diode is over een tamelijk breed gebied lineair afhankelijk van de temperatuur. De gemiddelde geleidingsspanning van een Si-diode bedraagt ongeveer 0,65 V, een en ander afhankelijk van de stroom en deze spanning zal met ongeveer 2 mV/°C dalen bij stijgende temperatuur.



Figuur 19/3.1-1: Geleidende Si-diode als temperatuur-sensor.

Het nadeel van de diode-sensor is dat er grote spreidingen bestaan op de geleidingsspanning van diode tot diode. Bovendien is de gevoeligheid zeer laag: een temperatuurs-variatie van 1°C beïnvloedt de spanning met slechts 0,3%. Tot slot is de lineariteit niet iedeaal: over een gebied van 200°C moet men rekening houden met gemiddelde lineariteits-fouten van meer dan 3%.

Transistor-paar als sensor

Schakelt men de emitters van twee volledig identieke transistoren parallel en stuurt men door de ene een veel grotere kollectorstroom dan door de andere (zie figuur 19/3.1-2), dan wordt het spanningsverschil tussen de twee basis-emitter spanningen gegeven door de

3.1 Achtergrond-informatie

uitdrukking:

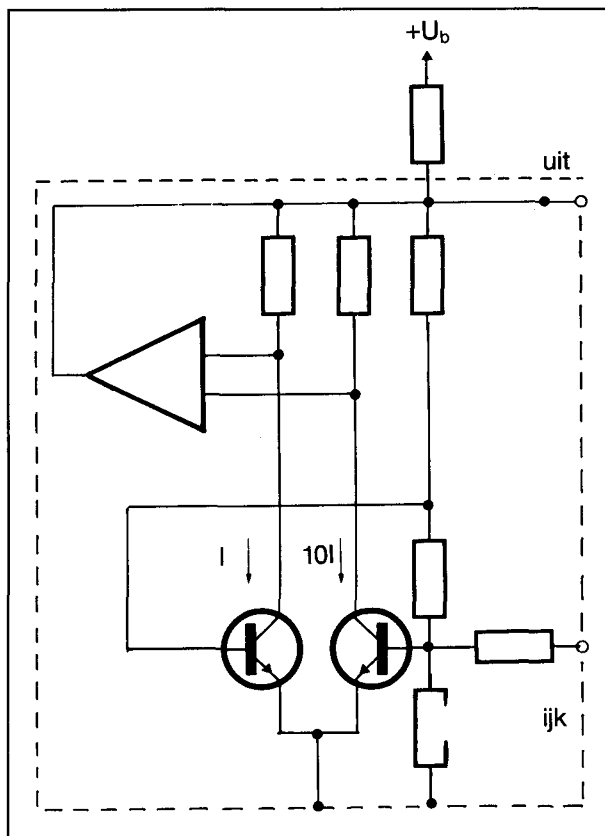
$$U_{be1} - U_{be2} = \frac{k\ T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

waarin k de constante van Boltzman is, q de lading van een elektron en T de temperatuur in °K.

Men kan de formule vereenvoudigen tot:

$\triangle U_{be} = \xi T$

Het spanningsverschil is dus recht evenredig met de absolute temperatuur, hetgeen fysisch wil zeggen dat het spanningsverschil bij het absolute nulpunt gelijk zou zijn aan 0 V en vanaf dit nulpunt voor iedere °K of °C temperatuursstijging met een bepaalde constante spanning ξ zou stijgen.



Figuur 19/3.1-2: Het spanningsverschil $\triangle U_{be}$ is recht evenredig met de absolute temperatuur.

Deze zeer kleine spanning kan nu, afhankelijk van de interne schakeling van de sensor, worden omgezet in een uitgangsspanning

$U_{PTAT} = A \triangle U_{be} = A\, \xi T$

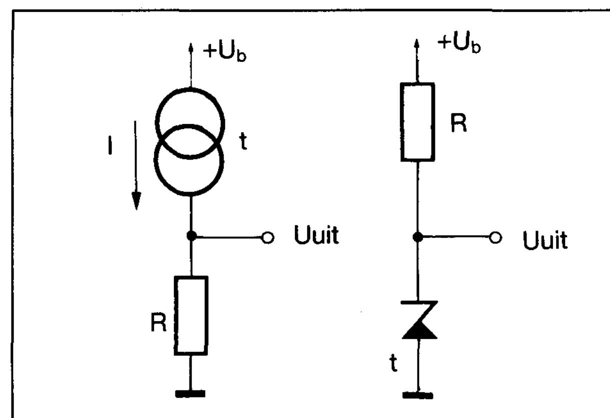
of in een uitgangsstroom

$I_{PTAT} = g\ \triangle U_{be} = g\ \xi T.$

In deze formules staat A voor de spanningsversterking van de interne schakeling en g voor de transconductantie of geleiding.

Er zijn dus sensoren die een uitgangsspanning opwekken en sensoren die een uitgangsstroom opwekken en in beide gevallen zal de uitgangs-grootheid lineair stijgen vanaf nul met de absolute temperatuur.

Er bestaan bijgevolg twee symbolen voor temperatuurs-sensoren. Volgens figuur 19/3.1-3 kan men een sensor voorstellen door een temperatuurs-afhankelijke stroombron (links) of door een temperatuurs-afhankelijke zenerdiode (rechts). In het eerste geval moet de uitgangsstroom I_{PTAT} omgezet worden in een spanning door de sensor-stroom door een weerstand R te laten. In het tweede geval kan de uitgangsspanning U_{PTAT} rechtstreeks over de sensor worden afgenomen.

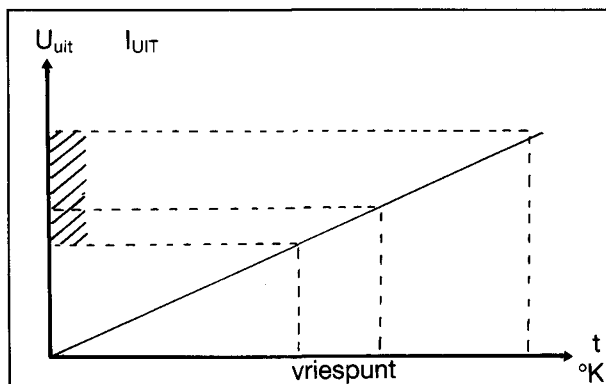


Figuur 19/3.1-3: Het verschil tussen een stroom- en een spannings-sensor.

De gevoeligheid van de meeste sensoren is betrekkelijk klein. De variatie per graad Kelvin of Celcius bedraagt meestal niet meer dan 10 mV of 1 μA!

De uitgangs-grootheid van een sensor wordt 'PTAT' genoemd, hetgeen staat voor 'proportional to absolute temperature' of recht evenredig met de absolute Kelvin-temperatuur.

Deze eigenschap, gecombineerd met de lage gevoeligheid, brengt enige nadelen met zich mee.
Zoals uit figuur 19/3.1-4 blijkt kan de uitgangsspanning van een temperatuur-sensor worden gesplitst in twee delen. Eerst een tamelijk grote offset, omdat het praktische temperatuur-bereik van de meeste sensoren tussen −50 en +150°C zit en dit overeen komt met +223 en +423°K. Een sensor met een U_{TPAT} van 10 mV zal bij de normale kamertemperatuur van +20°C een spanning van 2,93 V opwekken en de uitgangsspanning zal rond deze waarde schommelen met slechts 10 mV/°C.

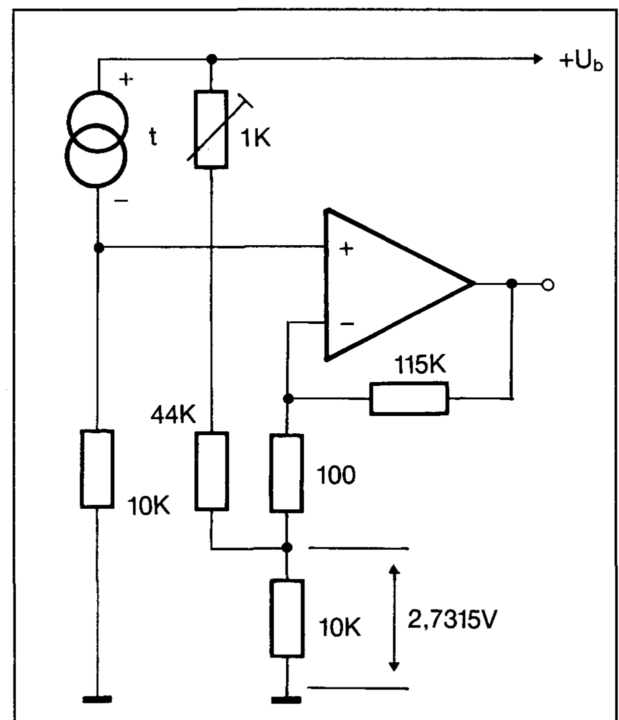


Figuur 19/3.1-4: Voor normale temperaturen levert een PTAT-sensor een grote offset.

Als de uitgangsspanning van de sensor varieert met een tiende volt weet men nooit zeker of dit een gevolg is van een temperatuurs-schommeling of van slechte stabiliteits-eigenschappen van het IC.

Het compenseren van de offset

In de meeste gevallen zal men een temperatuur-sensor willen toepassen in een in graden Celsius geijkte meter. Dat wil zeggen dat de schakeling een uitgangsspanning van 0 V moet afleveren bij een temperatuur van 0°C. Een TPAT-sensor met een gevoeligheid van 10 mV/°K levert bij deze temperatuur echter een uitgangsspanning van 2731,5 mV. Men moet deze offset compenseren met een schakeling zoals getekend in figuur 19/3.1-5. Deze schakeling doet twee dingen. Op de eerste plaats wordt de door de I_{PTAT} over de weerstand van 10 kΩ opgewekte U_{PTAT} vergeleken met een nauwkeurige spanning van 2,7315 V.
De operationele versterker is als differentiële versterker geschakeld en berekent het spanningsverschil tussen U_{PTAT} en de referentiespanning. Op de tweede plaats versterkt de op-amp dit kleine spanningsverschil, zodat de gevoeligheid van de sensor wordt opgevoerd tot bijvoorbeeld 100 mV/°C.



Figuur 19/3.1-5: Het compenseren van de offset geeft een °C- of °F-schaal.

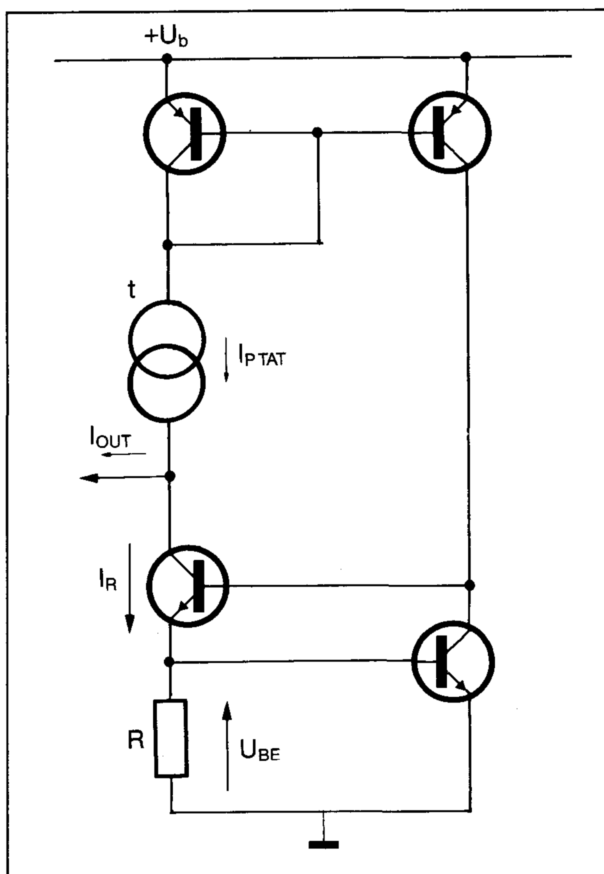
De versterkingsfactor wordt bepaald door de verhouding van de weerstanden in de terugkoppeling naar de inverterende ingang. De uitgangsspanning van de schakeling wordt dus gegeven door:
$U_{uit} = A \,.\, (U_{PTAT} - 2{,}7315\text{ V})$

°C/°F sensoren

De vervelende offset-eigenschappen van de PTAT-sensoren hebben geleid tot het ontwikkelen van een tweede generatie temperatuurs-sensoren. Deze IC's bezitten een

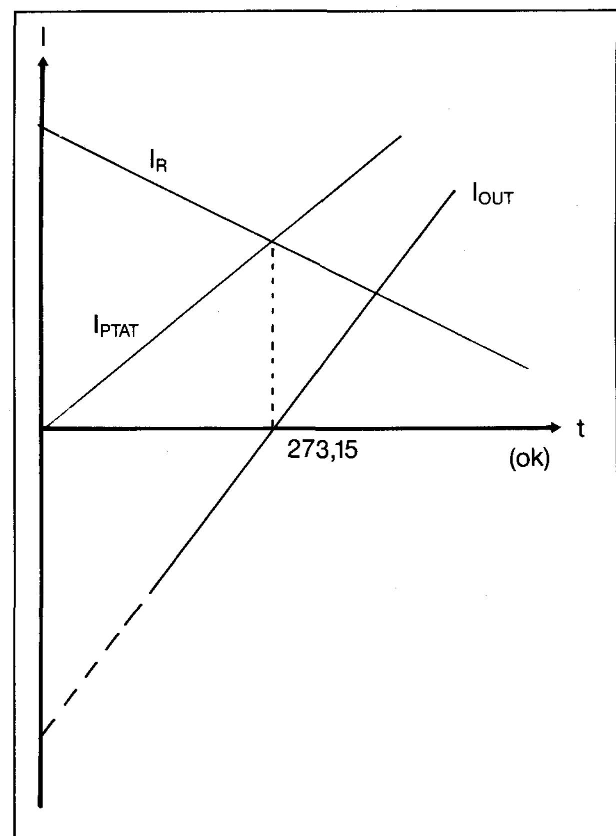
3.1 Achtergrond-informatie

interne offset-compensatie met als gevolg dat zij een uitgangsspanning of -stroom leveren die de °C of °F schaal volgt. Bij 0°C zal de uitgangsgrootheid nul zijn, negatieve temperaturen leveren een negatieve uitgangsspanning of -stroom op, positieve temperaturen een positieve uitgang. Het vereenvoudigde principiële schema van deze 'self-offsetting'-sensoren is getekend in figuur 19/3.1-6. De schakeling is samengesteld uit een normale I_{PTAT}-sensor en een U_{be}-sensor. Deze U_{be} veroorzaakt door de weerstand R een stroom I_R, die daalt bij stijgende temperatuur. De schakeling levert een uitgangsstroom $I_{OUT} = I_{PTAT} - I_R$.



Figuur 19/3.1-6: Principe-schema van een 'self-offsetting' temperatuur-sensor.

Uit de grafieken van figuur 19/3.1-7 kan men afleiden dat het mogelijk is I_{OUT} gelijk aan nul te stellen bij 273,15 °K door de hellingen van I_R en I_{TPAT} een specifieke waarde te geven.
Bij 0°C is $I_R = I_{PTAT}$ en $I_{OUT} = 0$.
Bij negatieve Celcius-temperaturen is $I_{PTAT} < I_R$ en I_{OUT} negatief. Bij positieve Celcius-temperaturen is $I_{PTAT} > I_R$ en I_{OUT} positief.
De uitgang van zo'n 'self-offsetting' sensor kan dus rechtstreeks worden aangesloten op de analoge ingang van een ADC en er ontstaat een zeer eenvoudige digitale temperatuur-meter.

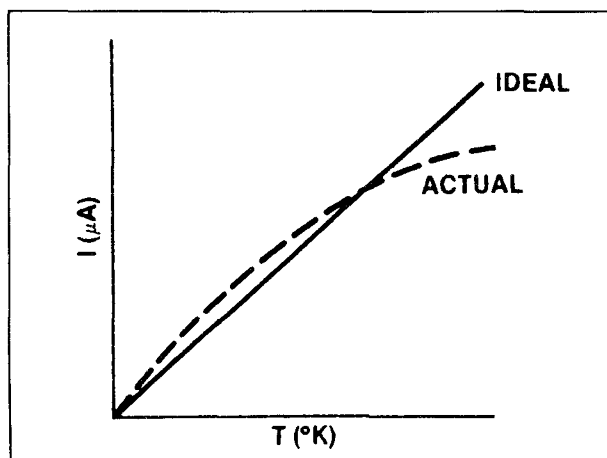


Figuur 19/3.1-7: Uit deze grafieken blijkt duidelijk dat het stroomverschil I_{OUT} de Celcius-schaal volgt.

Het principe van de self-offsetting is in 1979 ontwikkeld aan de TH van Delft.

Fout-compensatie
Zuiver theoretisch voldoet een PTAT-sensor aan de uitdrukking
$UIT_{PTAT} = \xi T$.
Het grafisch verband tussen de uitgangsgrootheid en de absolute temperatuur zou

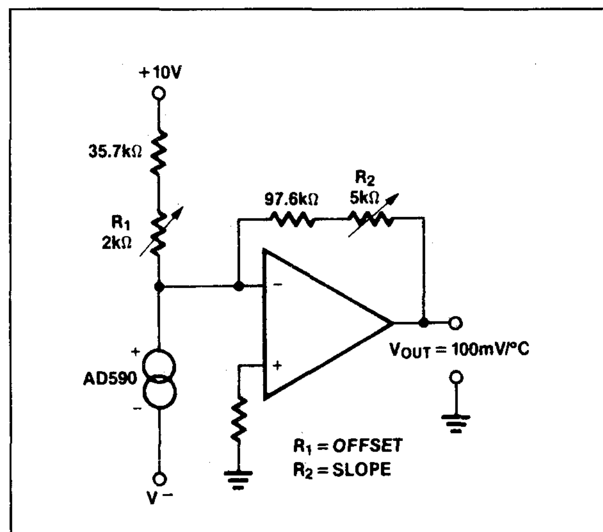
dus een kaarsrechte lijn zijn.
Zoals meestal het geval is komt ook nu van dit theoretische verband in de praktijk weinig terecht. Sterk overdreven kan men de praktische transfer-karakteristiek, zoals getekend in figuur 19/3.1-8, voorstellen door een gebogen lijn. Er zijn twee afwijkingen van de ideale rechte te onderscheiden. Op de eerste plaats een fout, veroorzaakt door de spreidingen op de gevoeligheid. Een sensor met een gespecificeerde omzettings-factor van 10 mV/°K zal in de praktijk een gevoeligheid hebben die ligt tussen de 9,995 en 10,005 mV/°K. Deze spreiding veroorzaakt niet alleen een fout op de offset, maar ook een afwijking op de ideale helling van de grafiek. Het eerste verschijnsel veroorzaakt een offset-fout, het tweede een slope-fout of ijkings-fout.
Op de tweede plaats vertoont de helling een bepaalde niet lineariteit.



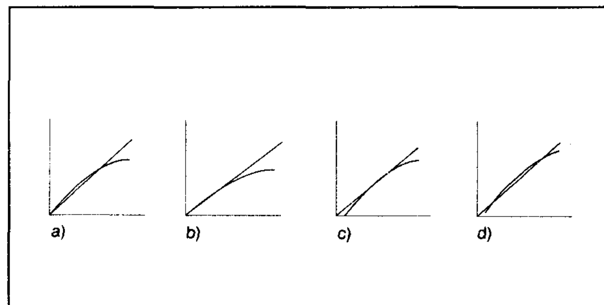
Figuur 19/3.1-8: De reële uitgangskarakteristiek van een PTAT-sensor vergeleken met de ideale rechte lijn.

De twee uitingen van de afwijkingen van de gevoeligheid kan men compenseren met het schema van figuur 19/3.1-9.
De grafieken van figuur 19/3.1-10 geven de vier fasen in de afregeling.

- Fase a): de niet gecompenseerde transfer-karakteristiek.
- Fase b): het compenseren van de offset-fout met R1.
- Fase c): het compenseren van de ijkings- of slope-fout met R2.
- Fase d): het hernieuwd compenseren van de offset met R1.



Figuur 19/3.1-9: Basis-schakeling voor het compenseren van de offset en het ijken van de schakeling.



Figuur 19/3.1-10: De vier stappen in het afregelen van de schakeling van figuur 19/3.1-9.

Hoewel het onmogelijk is de niet-lineariteit te compenseren zal het uit de beschreven afregelings-procédure duidelijk zijn dat men de invloed van de niet-lineariteit in het werkzame temperatuursgebied kan minimaliseren door de doordachte selectie van twee ijkings-punten.
Moet men bijvoorbeeld een digitale thermometer ontwerpen voor het gebied van −20 tot +50°C, dan kan men de fout veroorzaakt door de niet-lineariteit beperken tot onge-

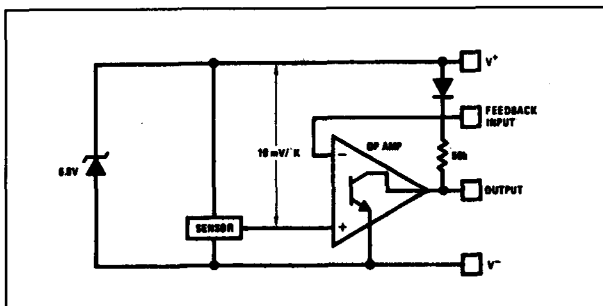
3.1 Achtergrond-informatie

veer ±0,2°C als men de praktische met de theoretische transfer-curve laat samenvallen bij 0 en +25°C.

Speciale uitvoeringen

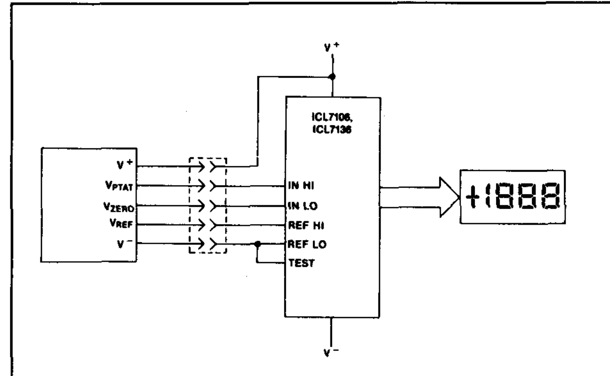
Naast de standaard PTAT- en self-offsetting-sensoren heeft men een aantal speciale schakelingen voor specifieke toepassingen ontwikkeld.

De temperature-controller (figuur 19/3.1-11) heeft, naast de standaard sensor, een referentie-spanningsbron en een operationele versterker aan boord. De niet-inverterende ingang van de op-amp is rechtstreeks verbonden met de uitgang van de sensor, de inverterende is als feedback-input beschikbaar. Door deze ingang met de uitgang te verbinden ontstaat een gebufferde normale sensor. Men kan echter deze ingang met een deel van de referentie-spanning verbinden. De op-amp is dan geschakeld als comparator en de uitgang zal omklappen op het moment dat de interne U_{PTAT} gelijk wordt aan de op de inverterende ingang aangesloten referentie-spanning. De uitgang kan dan worden gebruikt voor het besturen van relais of triac's, zodat men temperatuurs-regelingen kan samen stellen.



Figuur 19/3.1-11: Het blokschema van een temperature-controller.

Andere sensoren hebben naast de U_{PTAT}-uitgang een referentie- en zero-uitgang (figuur 19/3.1-12). Deze IC's kunnen zonder één extra onderdeel rechtstreeks worden verbonden met de analoge ingangen van een standaard ADC-omzetter van de 7100-familie voor het opbouwen van digitale temperatuur-meters.



Figuur 19/3.1-12: Speciale sensor voor directe verbinding met een standaard ADC-omzetter.

19/3.2

Type-beschrijving

LM 135

10 mV/°K, –55°C → –150°C

PTAT spannings-sensor met extra calibratie-ingang en een fout van minder dan 1°C over een 100°C-bereik. Deze sensor moet als een gewone zener-diode middels een voorschakelweerstand met de voedingsspanning worden verbonden.

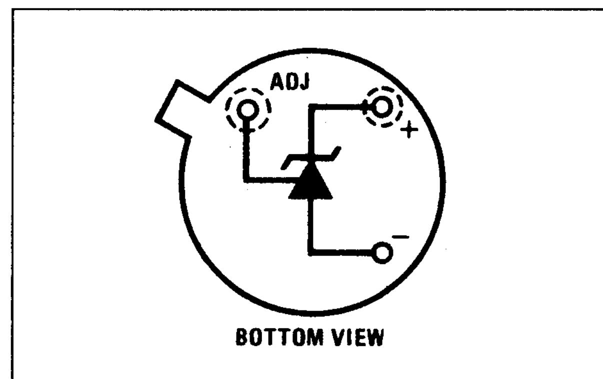
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-1
- max. stroom: 15 mA
- temp-gebied: –55 tot +150°C continu tot +200°C intermitterend
- gevoeligheid: +10 mV/°C
- spreiding bij 25°C: 2,95 tot 3,01 V
- fout, niet afgeregeld: 5°C max.
- fout, afgeregeld (+25°C): 1,5°C max.
- niet-lineariteit: 1°C max.
- ΔU_{uit} bij 0,5 mA < I < 5 mA: 10 mV max.
- dynamische impedantie: 0,5Ω
- tijdconstante in lucht: 80 s
- stabiliteit: 0,2°C/1000 uur

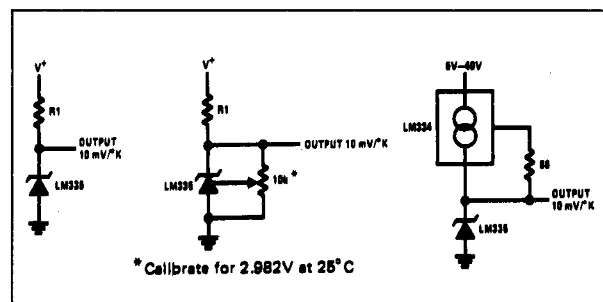
Van dit type bestaat een geselecteerde versie LM 135 A met als afwijkingen niet-lineariteit van max. 0,5%, ongecalibreerde fout van max. 2,7°C, gecalibreerde max. fout van 1°C en spreiding bij 25°C van 2,97 tot 2,99 V.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/3.2-2:
Basis-schakelingen, links meest eenvoudige toepassing; midden calibratie-uitbreiding; rechts extra stroombron voor toepassingen waar hoge voedingsspanning ter beschikking staat.



Figuur 19/3.2-1: LM 135, LM 235, LM 335.



Figuur 19/3.2-2: Basis-schakelingen voor de LM x35 familie.

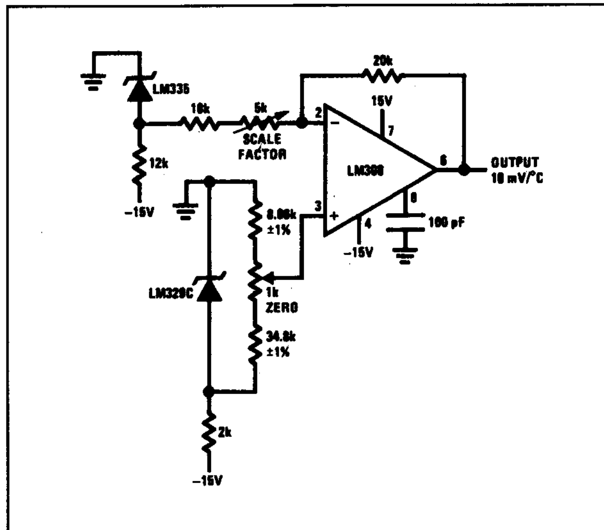
– figuur 19/3.2-3:
Offset-compensatie voor Celcius-schaal.

– figuur 19/3.2-4:
Temperatuur-regelaar met operationele versterker als comparator en aan-uit besturing van het verwarmings-element.

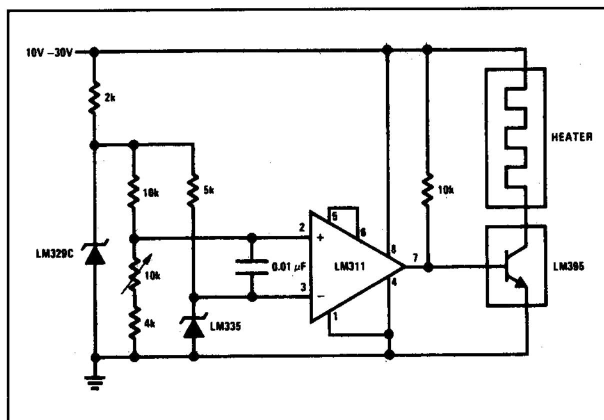
– figuur 19/3.2-5:
Minimum temperatuur-meter. De uitgang wordt gelijk aan de U_{PTAT} van de koudste

3.2 Type-beschrijving

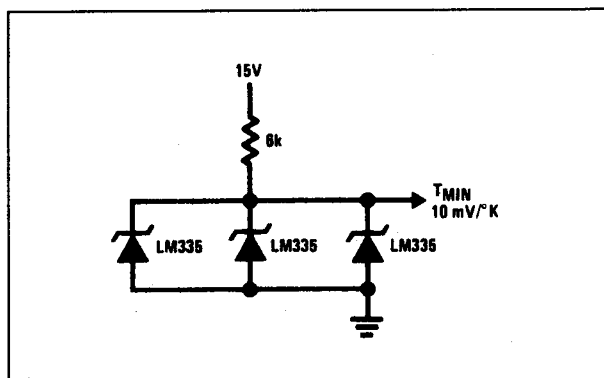
sensor.



Figuur 19/3.2-3: Celcius-uitgang.

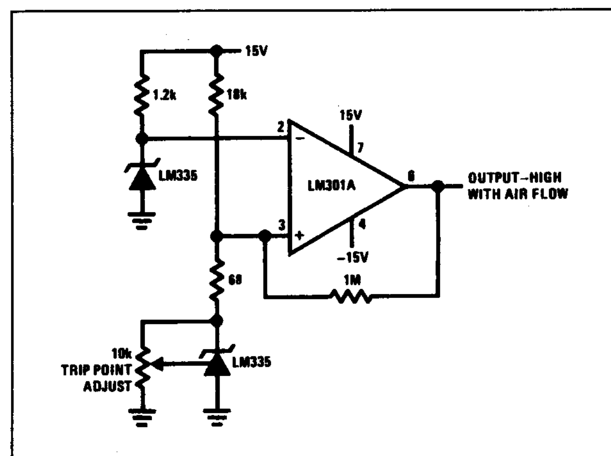


Figuur 19/3.2-4: Temperatuur-regelaar.



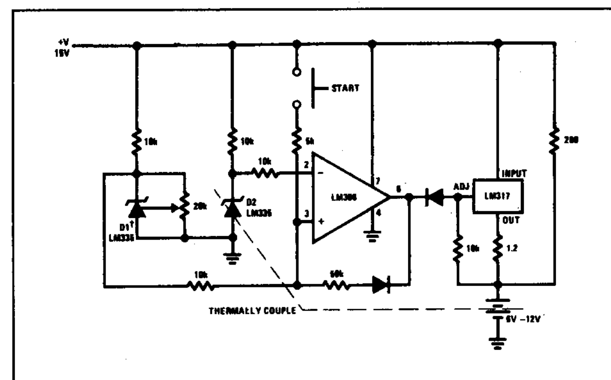
Figuur 19/3.2-5: Minimum-temperatuur meter.

– figuur 19/3.2-6:
Luchtsnelheids-detector. In absoluut windstille omstandigheden wordt de 10 kΩ potentiometer afgeregeld op het net niet aanslaan van de comparator. Door de snelheid van de wind gaat de sensor (die iets opwarmt door het vloeien van de stroom) afkoelen en wordt de uitgang van de schakeling 'H'.



Figuur 19/3.2-6: Luchtsnelheids-detector.

– figuur 19/3.2-7:
Automatische laad-schakeling voor NiCad-accumulatoren. De schakeling detecteert het opwarmen van de accu en zal de lading beëindigen als de accu ongeveer 5°C warmer wordt dan de omgeving. De omgevingstemperatuur sensor D1 wordt afgeregeld op een 50 mV grotere uitgangsspanning dan de accu-sensor D2, dit natuurlijk bij niet la-

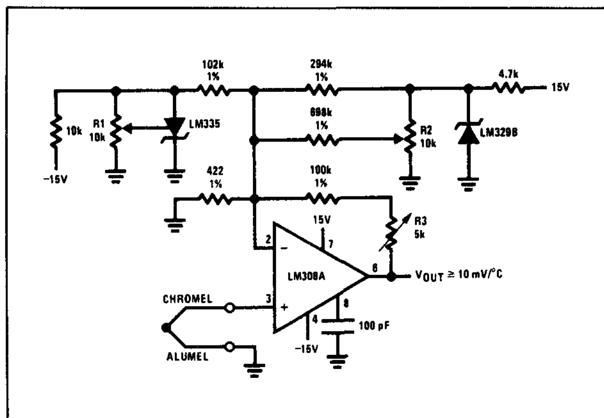


Figuur 19/3.2-7: NiCad lader.

3.2 Type-beschrijving

dende en tot de kamertemperatuur opgewarmde accu.

– figuur 19/3.2-8:
Koude-las compensatie bij thermo-koppel metingen. Vervang thermo-koppel door gelijkspanning en regel R3 af spanningsversterking van 245,7. Sluit uitgang van LM 329 en niet-inverterende ingang van de op-amp kort naar massa. Regel R1 af op uitgangsspanning van 2,982 V bij +25°C. Verwijder kortsluiting van LM 329 en regel R2 af op 246 mV bij dezelfde temperatuur. Verwijder kortsluiting over thermo-koppel.



Figuur 19/3.2-8: Thermo-koppel schakeling.

LM 235

10 mV/°K, –40°C → +125°C

Vergelijkbaar met LM 135, beperkt werkingsgebied.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-1
- temp-gebied: –40 tot +124°C continu
  tot +150°C intermitterend

Voor de overige gegevens: zie LM 135

Van dit type bestaat een LM 235 A versie, zie LM 135 A voor afwijkende gegevens.

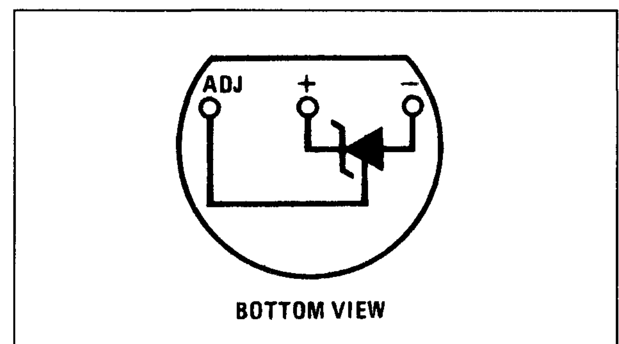
LM 335

10 mV/°K, –40°C →+100°C

Goedkope uitvoering van de LM 135 met minder goede specificaties en andere behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46, TO-92
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-1
  figuur 19/3.2-9



Figuur 19/3.2-9: LM 335.

- max. stroom: 15 mA
- temp-gebied: –40 tot +100°C continu
  +125°C intermitterend
- gevoeligheid: +10 mV/°K
- spreiding bij 25°C: 2,92 tot 3,04 V
- fout, niet afgeregeld: 9°C max.
- fout, afgeregeld (+25°C): 2°C max.
- niet-ineariteit: 1,5°C max.
- ΔU_{uit} bij 0,5 mA < I < 5 mA: 14 mV max.
- dynamische impedantie: 0,6Ω
- tijdconstante in lucht: 80 s
- stabiliteit: 0,2°C/1000 uur

Geselecteerde exemplaren worden aangeboden als LM 335 A met max. ongecalibreerde afwijking van 5°C, na afregeling max. 1°C en spreiding bij 25°C van 2,95 tot 3,01 V.

Voorbeeld-schakelingen

Zie LM 135.

TDC 0135

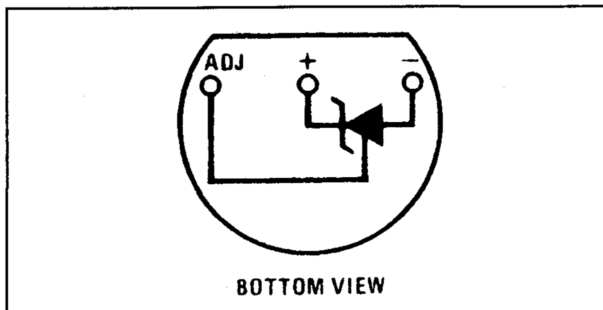
LM 335 compatible

Thomson Semiconductors equivalent van de LM 135, echter met afwijkende behuizing.

3.2 Type-beschrijving

Technische gegevens
- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-9

Voor de overige gegevens en voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de LM 135.



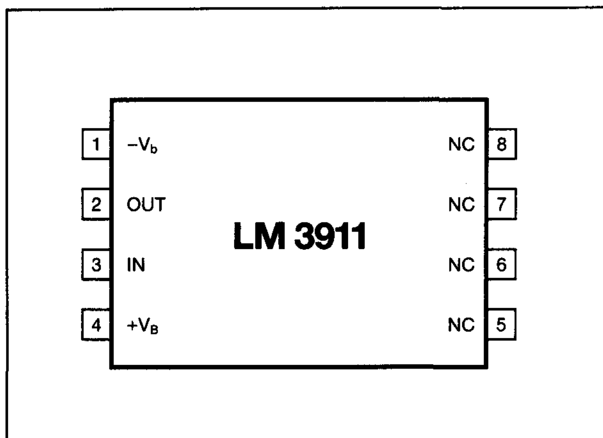
Figuur 19/3.2-9: TDC 0135.

LM 3911

10 mV/K, −25°C → +85°C

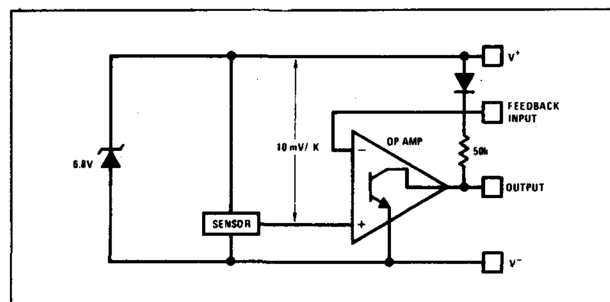
Temperatuur-regelaar met ingebouwde PTAT spannings-sensor, temperatuurgecompenseerde shunt-stabilisator, operationele versterker en transistor eindtrap.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8, TO-46
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-10



Figuur 19/3.2-10: LM 3911.

- max. stroom: 10 mA
- max. spanning: +36 V
- max. feedback-spanning: +7 V
- stabilisator-karakteristieken
  - spanning (1 - 5 mA): 6,55 tot 7,25 V
  - temp-stabiliteit: 85 mV max.
  - impedantie: 3,0Ω
  - ruis-spanning: 30 μV
- sensor-karakteristieken
  - temp-gebied: −25 tot +85°C
  - gevoeligheid: +10 mV/°K
  - spreiding bij 25°C: 2,88 tot 3,08 V
  - fout, niet afgeregeld: ±10°C
  - niet-lineariteit: 2% max
  - stabiliteit: 0,3%
- op-amp karakteristieken
  - ingangsstroom: 150 nA max.
  - versterking: 2500 min.
  - sink-stroom: 5 mA max.
- intern blokschema: figuur 19/3.2-11



Figuur 19/3.2-11: Blokschema.

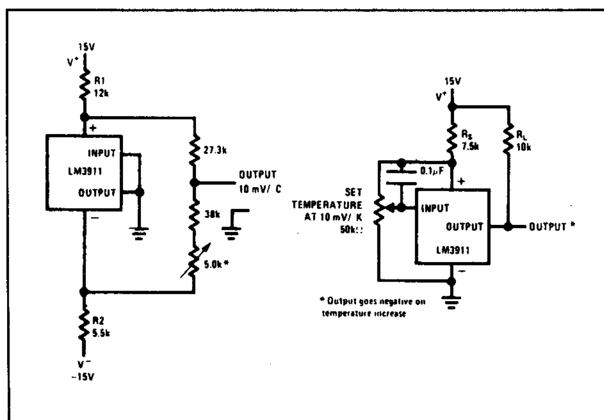
Hoewel de uitgangstrap in principe veel meer stroom kan verwerken wordt niet aangeraden de trap met meer dan 5 mA te belasten, omdat de opwarming van het IC problemen veroorzaakt vanwege de ingebouwde temperatuur-sensor! Een voedingsstroom van 1 mA en een belastingsstroom van de op-amp van 5 mA veroorzaken reeds een temperatuurs-verhoging van 19°C. Het is dus van belang het IC zo min mogelijk te belasten.
Bij het detecteren van oppervlakte-temperaturen wordt aanbevolen de rechter kant van de DIL-behuizing thermisch te koppelen aan het object waarvan men de temperatuur wil bewaken. De vier rechter pennen zijn intern niet verbonden.

3.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakelingen

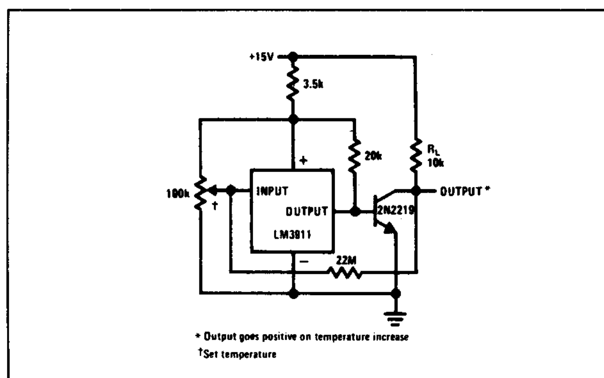
– figuur 19/3.2-12:
Basis-schema's, links als offset-gecompenseerde Celcius-thermometer, rechts als temperatuur-regelaar. Waarde van de weerstanden:

$R_1 = 1000\,(V^+ - 3\,V)$
$R_2 = 500\,(V^- - 4\,V)$
$R_s = (V^+ - 6{,}8\,V)\,k\Omega$



Figuur: 19/3.2-12: Basis-schakelingen.

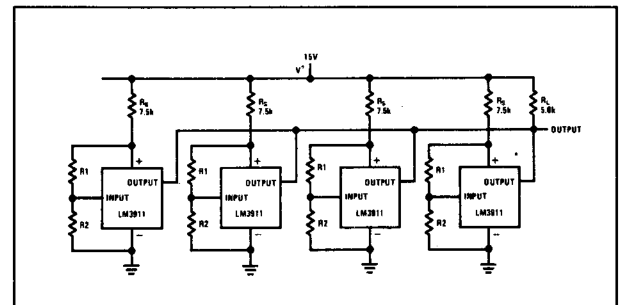
– figuur 19/3.2-13:
Temperatuur-regelsysteem men hysteresisch op het inschakelpunt, waardoor het relais dat met de uitgang verbonden is niet kan klapperen. De grootte van de hysteresisch wordt ingesteld met de potentiometer van 100 kΩ.



Figuur: 19/3.2-13: Hysteresisch-regeling.

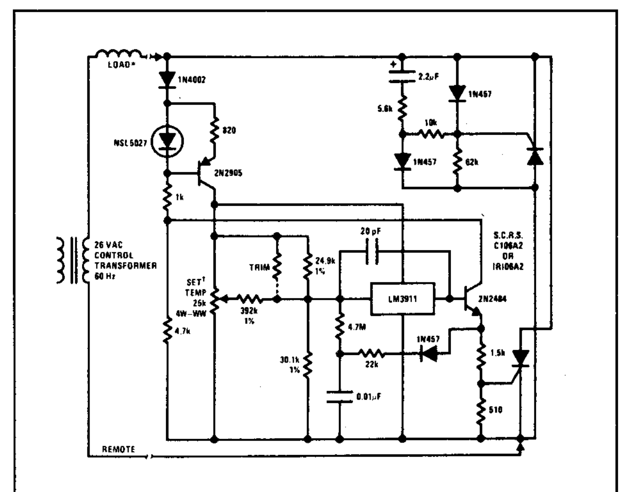
– figuur 19/3.2-14:
Een aantal parallel geschakelde IC's, ieder in een andere ruimte opgesteld, als maximale temperatuur detector. De uitgang gaat naar 'L' als een van de detectoren warmer wordt dan de met behulp van de weerstanden ingestelde drempel. De omslag-temperatuur wordt bepaald door:

$$T_{off} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



Figuur 19/3.2-14: Maximum-detector.

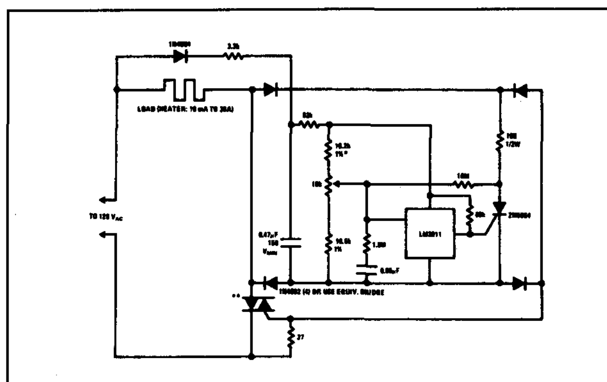
– figuur 19/3.2-15:
Thermostaat-regeling voor gasgestookte centrale verwarmingen. Men kan de twee thyristoren in de buurt van de sensor monteren waardoor een anticipatie-regeling ontstaat, vergelijkbaar met de gloeidraad-regeling in de normale thermostaten.



Figuur 19/3.2-15: Thermostaat-regeling.

– figuur 19/3.2-16:
Verwarmings-regeling voor chemische of foto-baden. Het schema gaat uit van 120 V

wisselspanning, voor 220 V zal men de waarde van de weerstand van 3,3 kΩ in serie met de gelijkrichtdiode moeten verhogen. De spanningsdeler is berekend voor een temperatuur-bereik van 0 tot +125°C.



Figuur 19/3.2-16: Vloeistof verwarmings-regeling.

LM 35

10 mV/°C, –55°C → +150°C

Celcius-sensor met interne ijking tot op ±¾°C over het volledige temperatuur-gebied en met stroom-opname van slechts 60 μA, zodat de nauwkeurigheid niet wordt beïnvloed door opwarming van de chip.

Technische gegevens

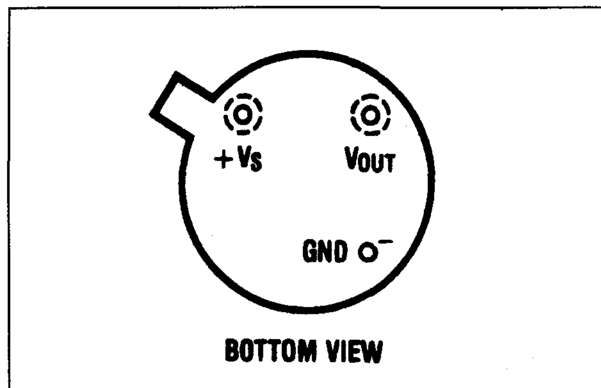
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-17
- voedingsspanning: –0,2 tot +35 V
- temp-gebied: –55 tot +150°C
- gevoeligheid: +10 mV/°C
- spreiding: 9,8 tot 10,2 mV/°C
- nauwkeurigheid: ±0,4 tot ±1,5°C
- niet-lineariteit: 0,5°C max.
- stabiliteit: 0,08°C/1000 uur
- uitgangs-impedantie: 0,1 Ω
- eigen opwarming: 0,08°C open lucht

Van dit type wordt een LM 35 A uitvoering aangeboden met de volgende afwijkingen: nauwkeurigheid max. ±1°C, spreiding van 9,9 tot 10,1 mV/°C, niet-lineariteit max. 0,35°C.

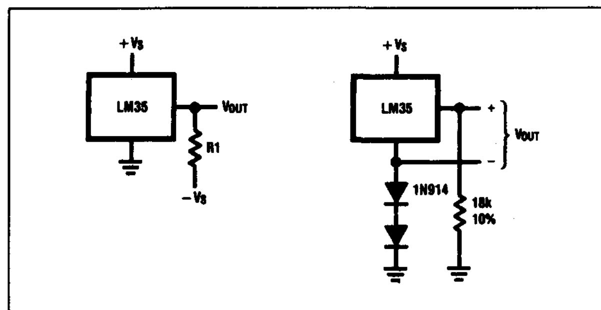
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/3.2-18:

Basis-schema voor een temperatuur-meter over het volledige bereik, links met symmetrische en rechts met asymmetrische voeding.



Figuur 19/3.2-17: LM 35, LM 34.



Figuur 19/3.2-18: Basis-schema's.

- figuur 19/3.2-19:

Fahrenheit-schaal.

- figuur 19/3.2-20:

Temperatuur-meter met LED-schaal. Regel R_B af op U_B = 3,075 V, R_C op U_C = 1,955 V en R_A voor U_A = 0,075 V + 100 mV/°C x omgevings-temperatuur.

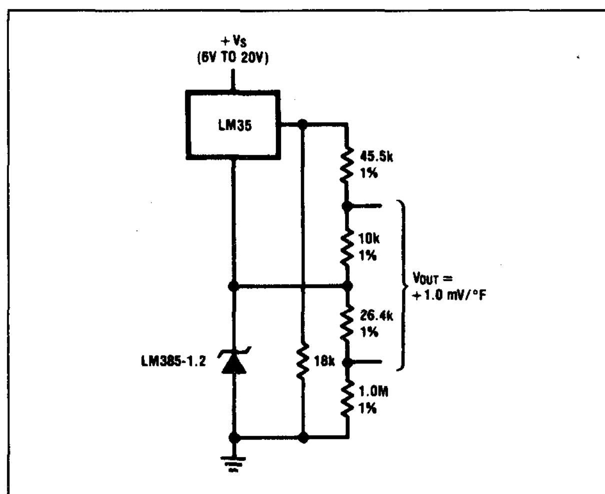
- figuur 19/3.2-21:

Schakeling voor het onderdrukken van paracitaire oscillaties als het IC door middel van een lange leiding met de rest van de schakeling wordt verbonden.

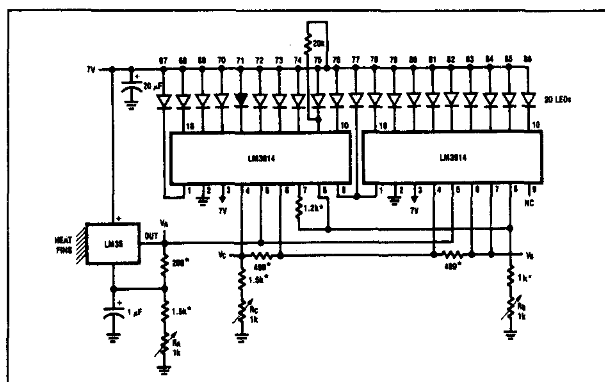
- figuur 19/3.2-22:

Ingangs-schakeling voor het inlezen van temperaturen in een computer. Het bereik gaat tot +128°C, de uitgangen zijn tri-state en kunnen rechtstreeks op de data-bus van de computer worden aangesloten.

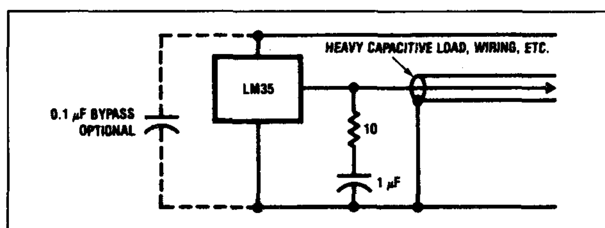
3.2 Type-beschrijving



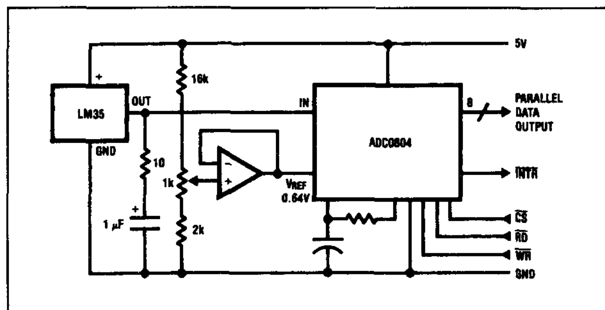
Figuur 19/3.2-19: Fahrenheit-meter.



Figuur 19/3.2-20: LED temperatuurmeter.



Figuur 19/3.2-21: Capacitieve belasting.



Figuur 19/3.2-22: Computer-inlees-schakeling.

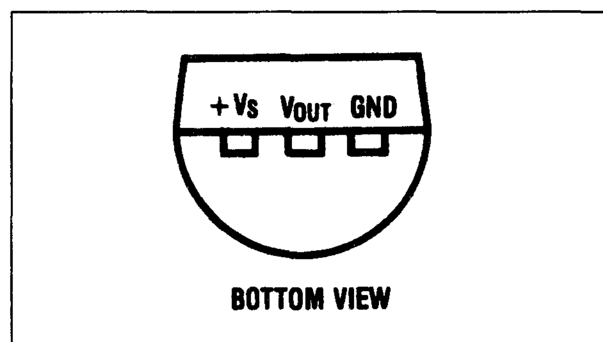
LM 35 C

10 mV/°C, −40°C → +110°C

Goedkope uitvoering van de LM 35 in afwijkende behuizing en met minder goede karakteristieken.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-23
- temp-bereik: −55 tot +110°C
- gevoeligheid: +10 mV/°C
- nauwkeurigheid: ±0,6 tot ±2,0°C

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 35.



Figuur: 19/3.2-23: LM 35 C, LM 34 C.

Van dit type wordt een LM 35 CA uitvoering op de markt gebracht met max. fout van ±1,5°C, niet-lineariteit van max. 0,3°C en spreiding van 9,9 tot 10,1 mV/°C.

LM 35 D

10 mV/°C, 0°C → +100°C

Volledig vergelijkbaar met de LM 35 C, maar met beperkter temperatuurs-bereik.

Technische gegevens

Zie LM 35 C.

LM 34

10 mV/°F, −50°F → +300°F

Volledig vergelijkbaar met de LM 35, maar intern gecompenseerd voor een Fahrenheit-verdeling.

Geselecteerde IC's worden geleverd als LM 34 A, vergelijkbaar met LM 35 A.

3.2 Type-beschrijving

Technische gegevens
Zie LM 35.

Voorbeeld-schakelingen
Zie LM 35.

LM 34 C

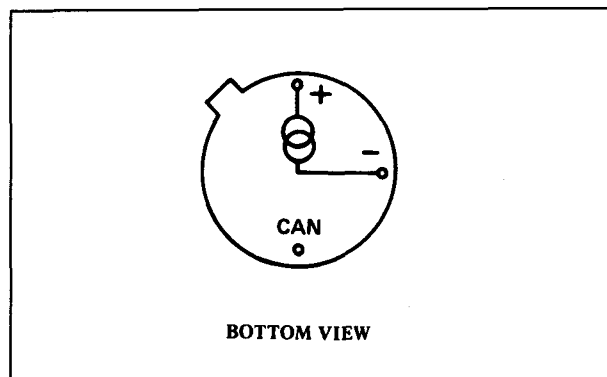
10 mV/°F, −40°F → +230°F
Vergelijkbaar met LM 35 C, maar met Fahrenheit-uitgang.
Geselecteerde modellen als LM 34 CA, vergelijkbaar met LM 35 CA.

Technische gegevens
Zie LM 35 C

AD 590 M

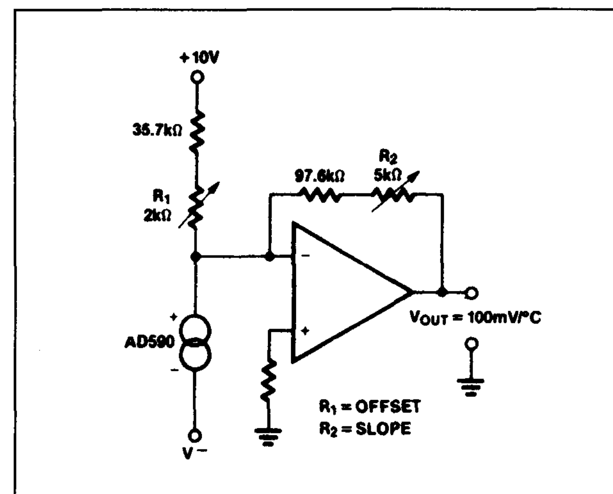
1 μA/°K, −55°C → +150°C
Temperatuur-afhankelijke stroombron volgens het PTAT-principe, intern laser-getrimd op een maximale onnauwkeurigheid van ±1,7°C.

Technische gegevens
- fabrikant: diverse
- behuizing: TO-52
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-24
- voedingsspanning: +4 tot +30 V
- temp-gebied: −55 tot +150°C
- gevoeligheid: 1 μA/°K
- fout, niet afgeregeld: ±1,7°C max.
- fout, afgeregeld (+25°C): ±1,0°C max.
- niet-lineariteit: ±0,3°C max.
- uitgangs-impedantie: > 10 MΩ



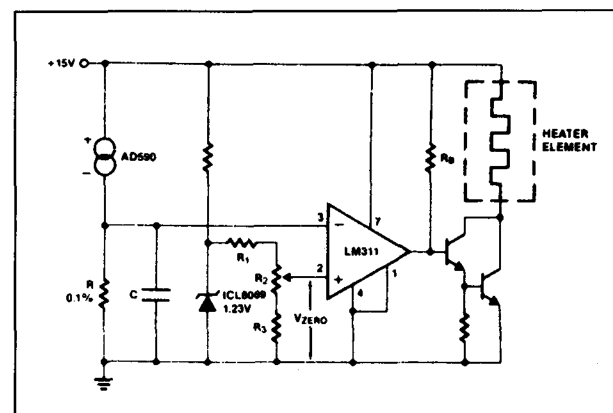
Figuur 19/3.2-24: AD 590 M/L/K.

Voorbeeld-schakelingen
– figuur 19/3.2-25:
Standaard-schema voor een Celcius-uitgang met externe afregeling voor offset en slope.



Figuur 19/3.2-25: Standaard-schema.

– figuur 19/3.2-26:
Aan-uit temperatuur-regeling met LM 311 als comparator en darlington als vermogenstrap. Voor Celcius-schaal wordt de waarde van R gelijk aan 1 kΩ. Met R2 kan men de inschakel-temperatuur instellen.

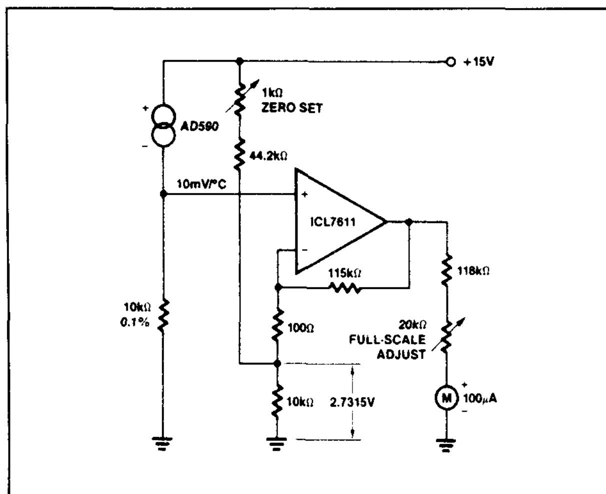


Figuur 19/3.2-26: Aan-uit temperatuur-regeling.

– figuur 19/3.2-27:
Analoge temperatuur-meter met Celcius-schaal voor asymmetrische voedingsspanning, een bereik van 0 tot 100°C en een fout

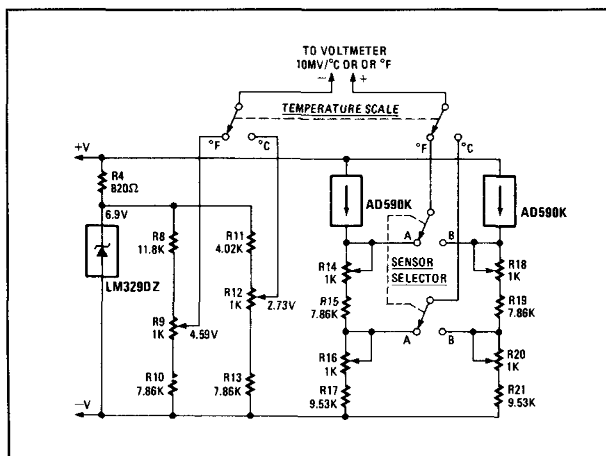
3.2 Type-beschrijving

van ½%.



Figuur 19/3.2-27: Celcius-schaal.

– figuur 19/3.2-28:
Voorschakel-schema voor het meten van temperaturen op een digitale universeelmeter met een bereik van 199,9 mV. De schakeling kan worden omgeschakeld tussen °C- en °F-uitlezing en heeft twee sensoren.



Figuur 19/3.2-28: Digitale temperatuurmeter.

AD 590 L

1 μA/°K, –55°C → +150°C

Identiek aan AD 590 M, maar met minder goede specificaties.
Zie AD 590 M, behalve niet afgeregelde max. fout ±3,0°C, afgeregelde fout max. ±1,6°C en niet-lineariteit max. ±0,4°C.

AD 590 K

1 μA/°K, –55°C → +150°C

Identiek aan AD 590 M, behalve niet afgeregelde max. fout ±5,5°C, afgeregelde max. fout ±2,0°C en niet-lineariteit max. ±0,8°C.

AD 590 J

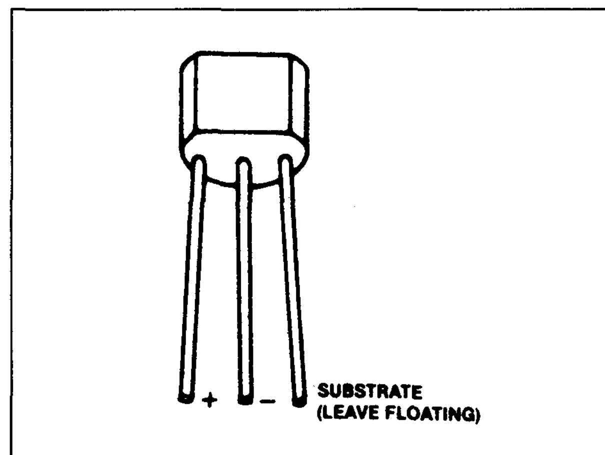
1 μA/°K, 0°C → +70°C

Goedkope uitvoering van de AD 590 M, met afwijkende specificaties en andere behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: diverse
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-29
- fout, niet afgeregeld: ±10,0°C max.
- fout, afgeregeld (+25°C): ±3,0°C max.
- niet-lineariteit: ±1,5°C max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de AD 590 M.



Figuur: 19/3.2-29: AD 590 J/I.

AD 590 I

1 μA/°K, 0°C → +70°C

Allerslechtste versie van de AD 590-familie in TO-92 behuizing met max. niet afgeregelde fout van ±20,0°C, max. afgeregelde fout van ±5,8°C en max. niet-lineariteit van ±3,0°C.
Zie voor overige gegevens AD 590 A en AD 590 J voor aansluitgegevens.

3.2 Type-beschrijving

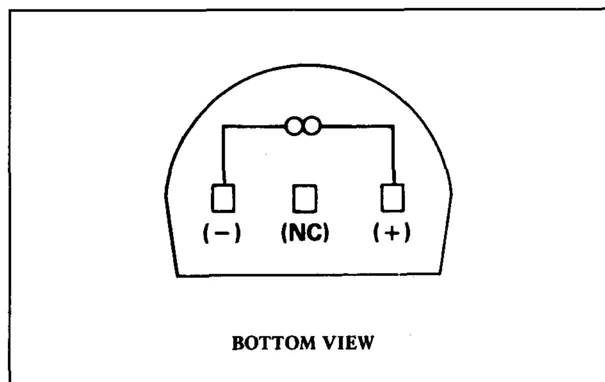
AD 592 A

1 µA/°K, −25°C → +105°C

Temperatuursafhankelijke stroombron volgens het PTAT-principe met een basis-nauwkeurigheid van 3,0°C en een niet-lineariteit van 0,35°C.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-30
- voedingsspanning: +4 tot +30 V
- temp-bereik: −25 tot +105°C
- fout, niet afgeregeld: 3,0°C max.
- fout, afgeregeld: 1,5°C max.
- niet-lineariteit: 0,35°C max.
- gevoeligheid: 1 µA/°C



Figuur 19/3.2-30: AD 592.

Van dit type wordt een AD 592 B versie aangeboden, met als afwijkingen max. niet afgeregelde fout van 1,5°C, max. afgeregelde fout van 0,7°C en een niet-lineariteit van max. 0,25°C.
De AD 592 C heeft dezelfde gegevens met respectievelijk 0,8°C, 0,3°C en 0,15°C.

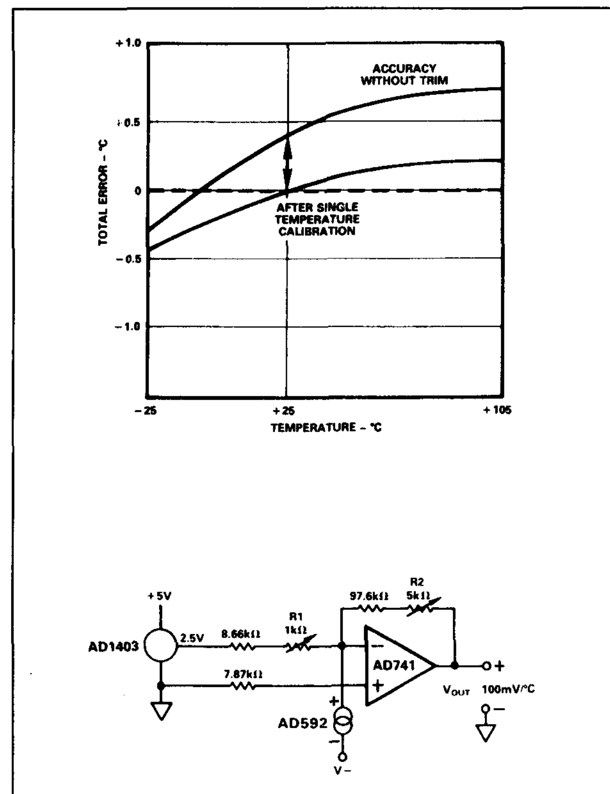
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/3.2-31:

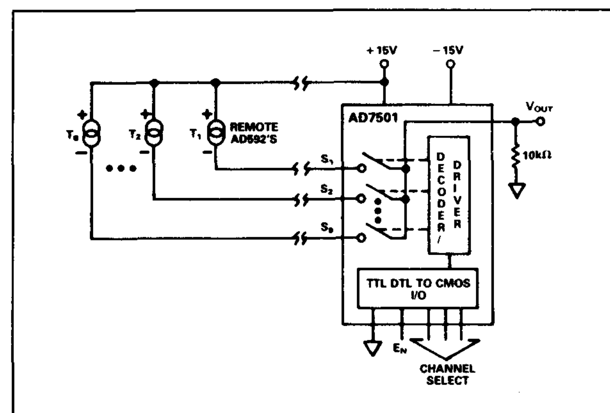
Basis-schema met offset- en slope-trimmers en effecten van deze afregelingen op de nauwkeurigheid.

- figuur 19/3.2-32:

Verschillende sensoren kunnen met lange leidingen aangesloten worden op een analoge multiplexer en via de binaire code op de channel-select ingangen met de belastingsweerstand van 10 kΩ verbonden.



Figuur 19/3.2-31: Basis-schema.



Figuur 19/3.2-32: Sensor-multiplexing.

ICL 8073 LI

1,0 mV/°K-C, −25°C → +85°C

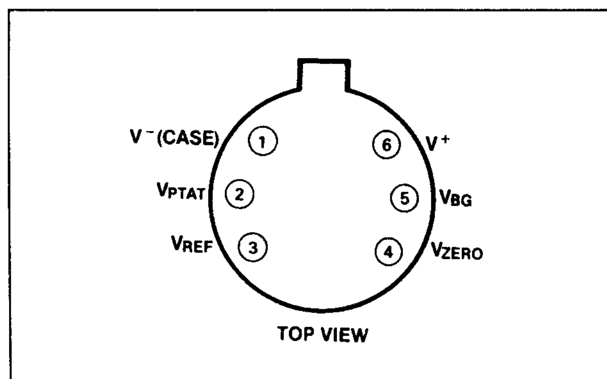
Temperatuur-sensor met spannings-uitgang

3.2 Type-beschrijving

volgens de PTAT-wet, maar met extra U_{ZERO}-uitgang voor automatische offset-compensatie en 100 mV referentie-uitgang. Dit IC is speciaal ontwikkeld voor het samenstellen van digitale temperatuur-meters in combinatie met de standaard-familie van 710.. ADC's.

Technische gegevens

- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-71
- aansluitgegevens: figuur 19/3.2-33
- intern blokschema: figuur 19/3.2-34
- voedingsspanning: +2,7 tot +30 V
- temp-bereik: −25 tot +85°C
- fout: ±1°C
- niet-lineariteit: ±0,5°C
- gevoeligheid: 1,0 mV/°K-C
- U_{ZERO}: 273,15 mV
- U_{REF}: 100 mV
- stabiliteit: 20 ppm/maand



Figuur 19/3.2-33: ICL 8073, ICL 8074.

Van dit IC worden een aantal uitvoeringen in de handel gebracht, die alleen van elkaar verschillen in fout en niet-lineariteit.
ICL 8073 KI: ±1,5°C − ±0,5°C
ICL 8073 JI: ±3,0°C − ±1,0°C
ICL 8073 II: ±5,0°C − ±1,5°C

Voorbeeld-schakeling

Figuur 19/3.2-35 geeft de standaard-schakeling van de sensor in combinatie met een 7106 of 7107 ADC met 3½ digit uitlezing.

ICL 8073 LM

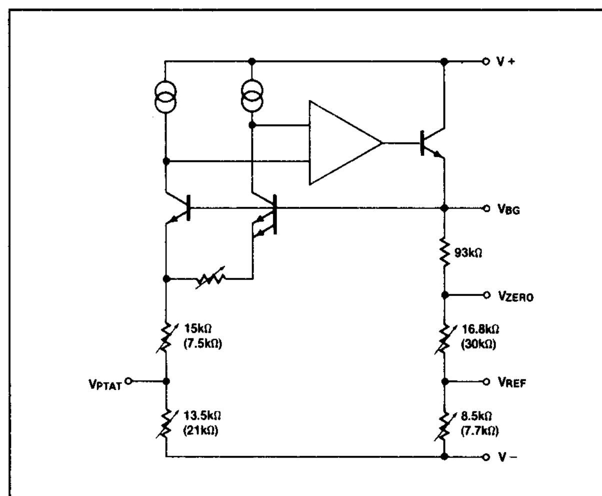
1,0 mV/°K-C, −55°C → +125°C

Volledig identiek aan de ICL 8073 LI, maar met uitgebreid temperatuur-bereik.
Van dit IC bestaan dezelfde versies, met identieke nauwkeurigheden en niet-lineariteiten.
Zie ICL 8073 LI.

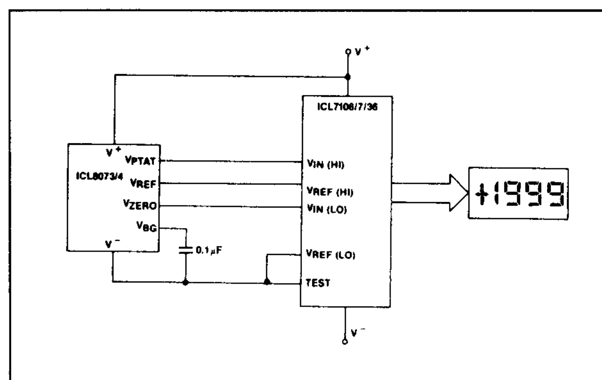
ICL 8074 xx

1,5 mV/°K-F

Identiek aan de ICL 8073 familie, maar met U_{ZERO} en gevoeligheid aangepast aan een Fahrenheit-uitlezing.
Enige verschillen: U_{ZERO} = 383,06 mV en gevoeligheid 1,5 mV/°K.
Zie ICL 8073-serie voor nadere gegevens.



Figuur 19/3.2-34: Blokschema.



Figuur 19/3.2-35: Standaard-schakeling.

3.2 Type-beschrijving

19/3.3

Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

SMT160-30
digitale sensor met puls/pauze-uitgang, -45 °C tot +130 °C

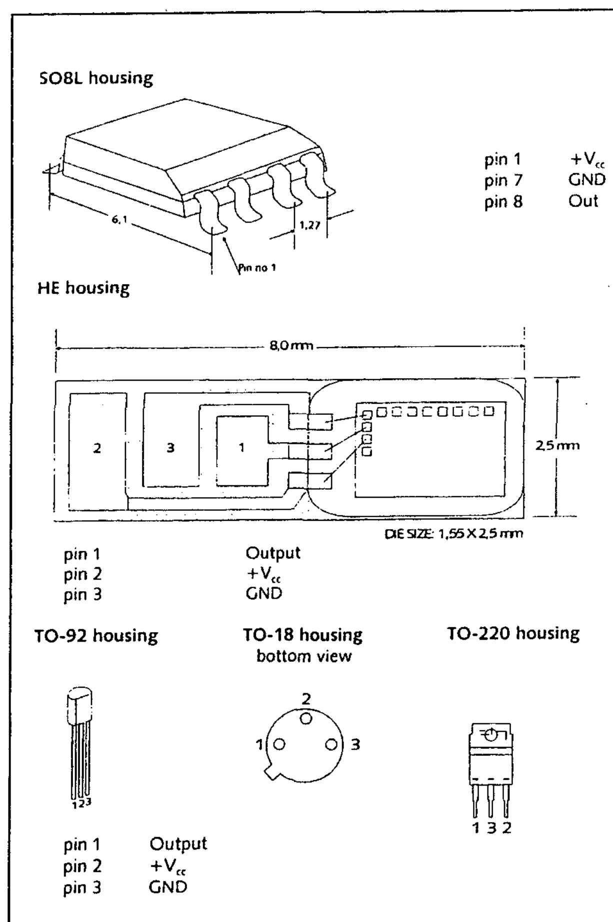
De temperatuursensor SMT160-30 van Smartec is een geheel in silicium uitgevoerde temperatuursensor met slechts één digitale uitgang. De SMT160-30 is een geïntegreerde temperatuursensor met drie aansluitingen. Twee pennen worden gebruikt om de 5 V voedingsspanning en de massa toe te voeren en de derde pen levert het uitgangssignaal. Er wordt een puls/pauze-verhouding gemoduleerd uitgangssignaal opgewekt, zodat dit rechtstreeks door een microprocessor kan worden verwerkt zonder dat er een A/D-omzetter nodig is, terwijl analoge informatie natuurlijk ook gemakkelijk uit dit signaal afgeleid kan worden (integreren!).
De SMT160-30 (TO-18 model) is nauwkeurig binnen 0,7 °C over een bereik van -30 °C tot +100 °C. Wordt het temperatuurgebied vergroot van -45 °C tot +130 °C dan is de totale nauwkeurigheid 1,2 °C. Hierdoor is de sensor bruikbaar voor applicaties als klimaatbeheersing en controle van voedingsmiddelen, bijvoorbeeld in supermarkten. Op de CMOS-uitgang van de sensor mag een kabel met een lengte tot 20 m worden aangesloten zodat meten en regelen op afstand mogelijk is.
De sensor is verkrijgbaar in diverse behuizingen zoals TO-18, TO-92 en TO-220. Voor grote series is tevens een uitvoering in SOIC-behuizing beschikbaar.

Voornaamste eigenschappen
- geen A/D-omzetting noodzakelijk
- absolute nauwkeurigheid +/-0,7 °C
- lineair uitgangssignaal nauwkeurig binnen +/-0,2 °C
- sensorkalibratie op de chip
- uitgangssignaal zowel analoog als digitaal verwerkbaar
- TTL- en CMOS-compatibele uitgang
- meetbereik van -45 °C tot +130 °C
- rechtstreekse koppeling aan de ingang van microprocessoren
- eenvoudig multiplexen van meerdere sensoren naar een microprocessor
- lage eigen vermogensopname, minder dan 1 mW

Technische gegevens
- fabrikant: Smartec
- behuizing:
  TO-92, TO-18, TO-220, HE, SO8L
- aansluitgegevens:
  figuur 19/3.3-1
- voedingsspanning:
  +4,75 V tot +7 V
- voedingsstroom:
  160 tot 200 μA
- nauwkeurigheid:
  - van -30 °C tot +100 °C:
    0,7 % tot 1,7 %
  - van -45 °C tot +130 °C:
    1,2 % tot 2,0 %
- niet-lineariteit:
  0,2 °C tot 0,5 °C
- gevoeligheid voor voeding:
  0,1 °C/V
- herhaalbaarheid:
  0,1 °C tot 0,2 °C
- lange termijn drift:

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

0,05 °C typisch
- puls/pauze-verhouding:
  0,320 + 0,00470 * t
  waarin t temperatuur in °C
- frequentie uitgangssignaal:
  1 kHz tot 4 kHz
- ruis op de uitgang:
  equivalent aan 0,005 °C
- uitgangsimpedantie:
  200 Ω typisch
- kortsluitbeveiliging:
  onbegrensd binnen voedingsspanningsbereik
- werktemperatuurbereik:
  -45 °C tot +130 °C
- opslagtemperatuur:
  -50 °C tot +150 °C



Figuur 19/3.3-1: De leverbare uitvoeringen van de SMT160-30.

Opmerkingen
De genoemde specificaties gelden voor alle uitvoeringsvormen. De TO-18 uitvoering met als typenummer SMT160-30-18 kan echter gedurende korte perioden gebruikt worden voor het meten tussen -65 °C en +160 °C, echter buiten de gespecificeerde nauwkeurigheid.
De manier waarop de SMT160-30 is gespecificeerd maakt deze sensor geschikt voor een groot aantal toepassingen. Het is belangrijk om de betekenis van de verschillende specificaties te begrijpen en de invloed ervan op de nauwkeurigheid. Het onderdeel is in principe een bipolaire temperatuursensor waarbij de elektronica het sensorsignaal omzet in een puls/pauze-verhouding. Tijdens de productie worden de componenten gekalibreerd. Zoals opgemerkt is het uitgangssignaal een blokgolf met een nauwkeurig gedefinieerde temperatuurafhankelijke puls/pauze-verhouding. De puls/pauzeverhouding van het uitgangssignaal verloopt lineair met de temperatuur volgens onderstaande formule:
IPV = 0,320 + 0,00470 * t
Hierin zijn:
- IPV: de puls/pauze-verhouding
- t: de gemeten temperatuur in °C

Eenvoudige berekeningen tonen aan dat bijvoorbeeld bij 0 °C de IPV gelijk is aan 0,320 of 32,0 % en dat bij 130 °C de IPV gelijk is aan 0,931 of 93,1 %.
De hierboven gegeven formule geldt voor de nominale waarden. De maximale afwijking van de nominale formule wordt gedefinieerd als de totale nauwkeurigheid. Bij temperaturen boven +100 °C zal de nauwkeurigheid afnemen. De niet-lineariteit is de afwijking van de theoretisch rechte lijn over het hele temperatuurbereik. Voor het temperatuurbereik van -30 °C tot +100 °C bedraagt de niet-lineariteit minder dan 0,2 °C.
De lange termijn drift is sterk afhankelijk van de toepassingscondities. Bij kamertemperatuur is de drift zeer laag (0,05 °C). Bij hogere temperaturen zal de drift echter toenemen, hoofdzakelijk ten gevolge van veranderingen

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

in de mechanische uitzetting. Deze drift is gedeeltelijk onomkeerbaar en veroorzaakt niet ideale herhaalbaarheid, naast effecten op langere termijn.
Bij temperaturen boven +100 °C, maar binnen het werkgebied, kan een lange termijn drift worden verwacht die beter is dan 0,1 °C. De resolutie is beter dan 0,005 °C. De standaard afwijking van het ruisniveau (gemeten over een periode van 20 ms) ligt onder deze 0,005 °C.

De tijdconstante

De tijdconstante van de sensor kan gedefinieerd worden onder verschillende condities. Om deze te vergelijken met andere typen sensoren zijn dezelfde soort metingen uitgevoerd. De tijdconstante wordt gedefinieerd als de tijd die nodig is om 63 % te bereiken van een plotselinge temperatuurverandering.

- conditie 1: tijdconstante = 0,6 s
  gemonteerd in een aluminium blok van een bepaalde temperatuur (gemiddelde waarde van verschillende metingen)
- conditie 2: tijdconstante = 1,4 s
  in een bad gevuld met olie die werd omgeroerd (gemiddelde waarde van verschillende metingen)
- conditie 3: tijdconstante = 13,5 s
  luchtstroom met een snelheid van circa 3 m/s zonder koellichaam
- conditie 4: tijdconstante = 5,0 s
  luchtstroom met een snelheid van circa 3 m/s met koellichaam
- conditie 5: tijdconstante = 60 s
  stilstaande lucht zonder koellichaam
- conditie 6: tijdconstante = 100 s
  stiltaande lucht met koellichaam

Deze metingen hebben uitsluitend betrekking op een sensor in TO-18 behuizing en gelden niet voor de TO-92 of de chip zelf.

Verzamelen van de meetwaarden

Met behulp van een microcontroller kan de puls/pauze-verhouding vrij gemakkelijk worden gemeten. Het is voldoende om de uitgang van de sensor met een ingang van de microcontroller te verbinden. Met behulp van een kort programma kan worden bepaald of de ingang "H" of "L" is. De bemonsteringssnelheid wordt beperkt ten gevolge van de instructietijd van de processor. Om de gewenste nauwkeurigheid te verkrijgen is het noodzakelijk om over meer dan een sensorperiode te bemonsteren. Hierdoor kan tevens de ruis worden gefilterd. Uit de signaalverwerkingstheorie kan worden afgeleid dat er een vaste verhouding bestaat tussen de signaalfrequentie van de sensor, de bemonsteringssnelheid en de bemonsteringsruis. Deze bemonsteringruis beperkt de nauwkeurigheid waarbij de onderstaande formule geldt:

$$T_{fout} = (200 * t_s)/(16 * t_m * t_p)$$

waarin:

- T_{fout}:
  de meetfout, de standaardafwijking van de bemonsteringsruis
- t_s:
  de bemonsteringssnelheid van de microbesturing
- t_m:
  de totale meettijd
- t_p:
  het periodiek uitgangssignaal van de sensor

Omdat microbesturingen met een hoge snelheid kunnen bemonsteren, kan met een kort programma de puls/pauze-verhouding van de sensor worden bepaald binnen 50 ms en met een resolutie van 0,01 °C.
De bovengenoemde fout heeft in principe niets van doen met de nauwkeurigheid van de sensor. Deze geeft slechts een indruk van de nauwkeurigheid bij het meten van de puls/pauze-verhouding met behulp van microcontrollers.

Koppeling van een SMT160-30 aan een 68HC11

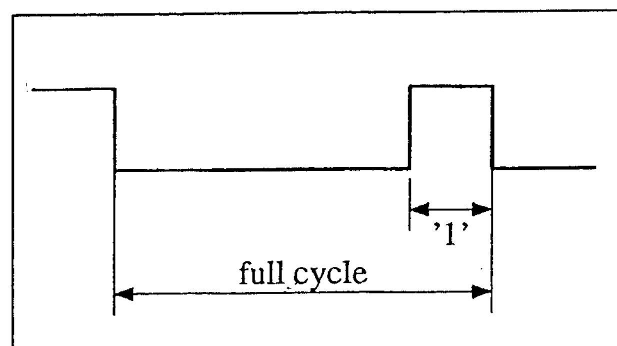
Als voorbeeld wordt het meten van de temperatuur behandeld met behulp van een SMT160-30 die wordt gekoppeld aan een

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

68HC11 microcontroller. Het te meten signaal kan aan twee ingangen van de microcontroller worden toegevoerd, namelijk aan de capture-ingang of aan de regular-ingang.

Meten via de capture ingang

De temperatuursensor levert een uitgangssignaal onder de vorm van een puls/pauzeverhouding (IPV) en wel onder een vorm als getekend in figuur 19/3.3-2.



Figuur 19/3.3-2: Het uitgangssignaal van de sensor.

Om de IPV te kunnen berekenen moeten er twee metingen worden uitgevoerd. Met de eerste meting wordt de duur van de totale periode bepaald. Met de tweede meting wordt de tijd bepaald waarin het signaal "H" is. Beide perioden kunnen worden gemeten met een timer die het ingangssignaal invangt. De timer start op het moment dat het ingangssignaal wijzigt van "H" naar "L". Op het moment dat het signaal van "L" naar "H" gaat wordt de inhoud van de timer opgeslagen. Aan het eind van de periode, wanneer het signaal weer wisselt van "H" naar "L", wordt de inhoud van de timer opnieuw opgeslagen. Met behulp van deze beide resultaten kan de puls/pauze-verhouding worden berekend.
De tijd die een volledige periode (t_c) in beslag neemt en de tijd waarin het signaal hoog is (t_h) zijn nu beschikbaar in eenheden van 0,5 ms. Deze tijden moeten worden gebruikt om de temperatuur van de sensor te berekenen.

Uit de reeds bekende formule:
IPV = 0,31924 + 0,00472 * temperatuur (°C)
kan de temperatuur berekend worden als:
t = 211,9 * (IPV - 0,31924)
Om het simpel te houden, worden de decimalen weggewerkt door vermenigvuldiging met 2^{16} (65.536) aan beide zijden van de formule:
t * 65536 = 211,9 * 2^{16} * (IPV - 20922)
of:
309 * t = 2^{16} * IPV - 20922
De variabele IPV * 2^{16} kan als volgt worden berekend: de tijd dat het signaal hoog is, gedeeld door de tijd die een volledige periode duurt. Hiervoor kan de FDIV-instructie voor de deling worden gebruikt.
De FDIV-instructie deelt twee 16 bit waarden na vermenigvuldiging van het divident met 2^{16}. Dit is precies wat nodig is! Van het resultaat van deze berekening moet 20922 worden afgetrokken en dan ontstaat 309 * t. Een temperatuur van 25 °C levert het getal 25 * 309 = 7725 op. Het is eenvoudig om deze getallen voor verdere berekeningen te gebruiken. De frequentie van het uitgangssignaal van de sensor ligt tussen 1 kHz en 4 kHz. Dit betekent dat er elke ms een nieuwe meetwaarde beschikbaar staat. Dit is veel vaker dan meestal noodzakelijk is. Het voordeel hiervan is dat er niet slechts een enkele periode hoeft te worden gemeten, maar bijvoorbeeld 100 perioden waarvan het gemiddelde kan worden bepaald.

Meten via de regular ingang

Een zogenaamde input capture timer is de aanbevolen ingang voor een SMT160 temperatuursensor. Dit type sensoren kan echter ook worden aangesloten op een zogenaamde regular-ingang.
Het programma moet dan de ingang bemonsteren en hieruit de puls/pauze-verhouding bepalen. Men doet dit door het optellen van het aantal bemonsteringen en het aantal keren dat het signaal "H" was en het ene door het andere te delen. Wanneer deze benadering wordt gebruikt, moet er met enkele dingen rekening worden gehouden:

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- De resolutie:
  De resolutie van de meting wordt bepaald door het aantal bemonsteringen dat wordt gebruikt bij het berekenen van de puls/pauze-verhouding. Omdat het bemonsteringsproces relatief langzaam is, is het niet mogelijk om binnen een redelijke tijd een groot aantal bemonsteringen te tellen.
  Een kleiner aantal bemonsteringen zal een minder nauwkeurige berekening van de puls/pauze-verhouding opleveren en dus van de temperatuur. Bij een groter aantal bemonsteringen zal de gemeten waarde minder afhankelijk worden van temperatuurveranderingen.
- Verband tussen sensorsignaal en bemonstering:
  Een belangrijke factor om rekening mee te houden is dat er absoluut geen verband mag bestaan tussen het sensorsignaal en het bemonsteringsproces. Wanneer de frequentie van het sensorsignaal gelijk is aan (of een veelvoud is van) de frequentie waarmee het signaal wordt bemonsterd, zullen er verkeerde meetresultaten ontstaan. Men moet er rekening mee houden dat de frequentie van het sensorsignaal varieert met de temperatuur. Men moet er voor zorgen dat de ingang op een willekeurig tijdstip binnen de signaalperiode van de sensor wordt bemonsterd. Om er zeker van te zijn dat de routine op willekeurige tijdstippen binnen de cyclus wordt aangeroepen, moet een willekeurige vertraging (random delay) in de meetroutine worden geïntroduceerd. Als men zeker weet dat de meetroutine op willekeurige tijdstippen wordt aangeroepen, dan kan deze interne willekeurige vertraging worden weggelaten.

De gemeten waarden van alle metingen worden bij elkaar opgeteld zodat de uitlezing van de temperatuur het gemiddelde is van een relatief groot aantal bemonsteringen. Hierdoor zal er niet snel op temperatuurveranderingen worden gereageerd. Om temperatuurverschillen wel snel te kunnen detecteren, moeten de bemonsteringen van opeenvolgende metingen niet bij elkaar worden opgeteld, maar moeten de accumulatoren vóór elke meting worden gewist.

DS1620

digitale sensor met driedraads interface, -55 °C tot +125 °C

De DS1620 is een gecombineerde digitale thermometer en thermostaat van Dallas Semiconductor. De chip heeft een ingebouwde temperatuursensor zodat geen extra componenten nodig zijn. De temperatuur van de sensor is beschikbaar onder de vorm van een 9 bit datawoord. De DS1620 beschikt daarnaast over drie thermische hoogactieve alarmuitgangen zodat tevens toepassing als thermostaat mogelijk is. Hierbij wordt T_{HIGH} "H" als de temperatuur van de chip hoger of gelijk is aan de door de gebruiker geprogrammeerde temperatuur TH. Hetzelfde verhaal geldt voor T_{LOW}, want hierbij wordt de uitgang "H" als de temperatuur van de chip lager of gelijk is aan de door de gebruiker geprogrammeerde temperatuur TL. Als het qua temperatuur helemaal uit de hand loopt, wordt dit gesignaleerd via de uitgang T_{COM}. Dit signaal wordt "H" wanneer de temperatuur TH overschrijdt en blijft net zo lang "H" totdat de temperatuur weer daalt beneden die van TL. Dit levert een bepaalde hysteresis op. De door de gebruiker geprogrammeerde temperatuurinstellingen worden opgeslagen in niet-vluchtig geheugen, zodat componenten kunnen worden geprogrammeerd voordat ze in een systeem worden opgenomen en daarnaast zelfstandig kunnen worden ingezet in applicaties zonder een microcontroller. De temperatuurinstellingen en uitlezingen lopen naar en van de DS1620 via een eenvoudige driedraads interface.

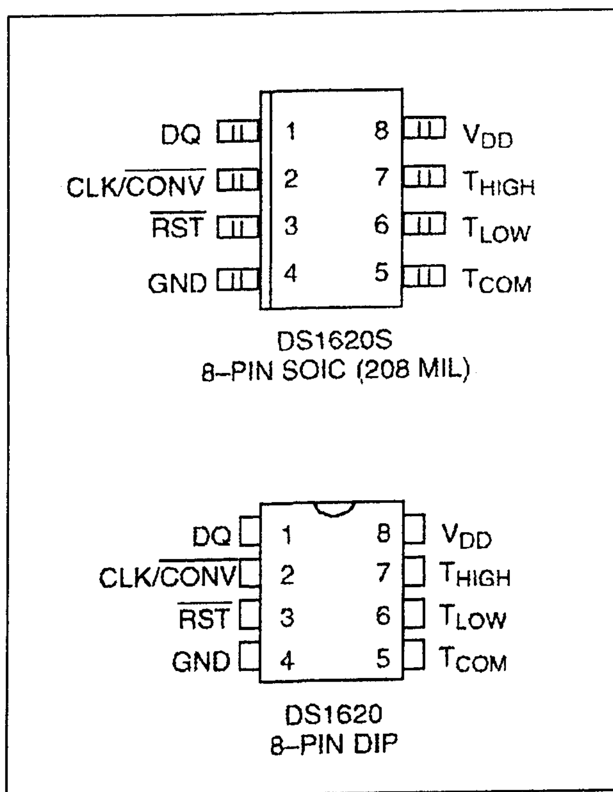
Voornaamste eigenschappen
- geen externe componenten noodzakelijk
- temperatuurmetingen van -55 °C tot +125 °C in stappen van 0,5 °C

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

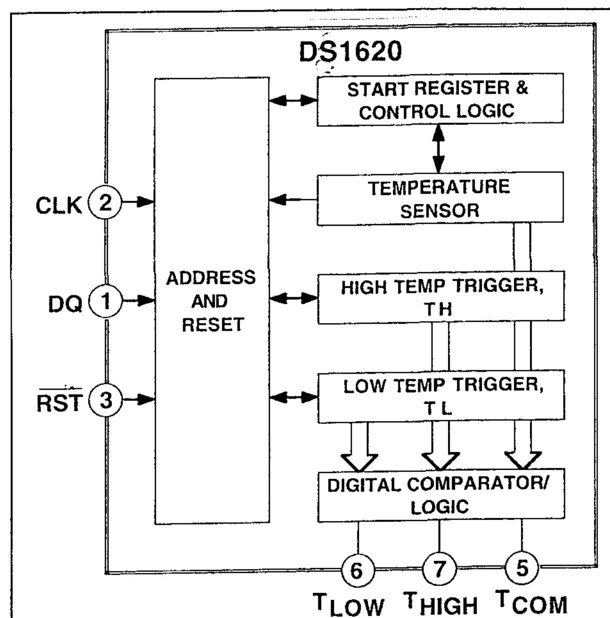
- in Fahrenheit loopt het bereik van -67 °F tot +257 °F in stappen van 0,9 °F
- temperatuuruitlezing als een 9 bit woord
- temperatuur wordt omgezet in een digitaal woord binnen 200 ms
- instellingen van de thermostaat worden door de gebruiker gedefinieerd en zijn niet vluchtig
- data worden gelezen van en geschreven naar de chip via een drie-draads seriële interface (CLK, DQ, $\overline{RST}$)
- toepassingen zijn thermostatische regelingen en industriële systemen, consumentenproducten, thermometers en andere thermisch gevoelige systemen
- ondergebracht in een 8-pens DIL of SOIC behuizing

Behuizing en definitie van de pennen

De aansluitgegevens zijn van de DS1620 zijn voorgesteld in figuur 19/3.3-3, het intern blokschema volgt uit figuur 19/3.3-4.



Figuur 19/3.3-3: Aansluitgegevens van de DS1620.



Figuur 19/3.3-4: Intern blokschema van de DS1620.

De pennen hebben de onderstaande functies:

- DQ:
  driedraads in- en uitvoer
- CLK/$\overline{CONV}$:
  klokingang van de driedraads bus of conversie ingang bij zelfstandig gebruik
- $\overline{RST}$:
  driedraads reset ingang
- GND:
  massa
- THIGH:
  trigger voor te hoge temperatuur
- TLOW:
  trigger voor te lage temperatuur
- TCOM:
  combinatie trigger hoog/laag
- VDD:
  voedingsspanning +5 V

Werking van de DS1620

De DS1620 meet de temperatuur met behulp van een ingebouwde, gepatenteerde meettechniek. De temperatuur is beschikbaar onder de vorm van een 9 bit tweede complement waarde. In de tabel van figuur 19/3.3-5

wordt het exacte verband gegeven van het datawoord ten opzichte van de gemeten temperatuur.

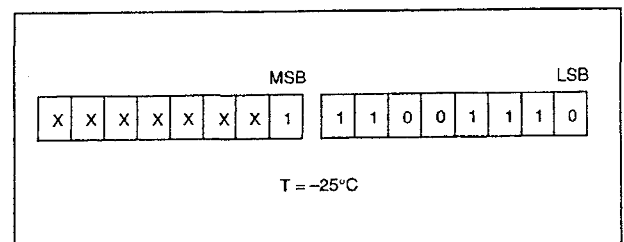
Temperatuur (°C)	Digitale uitvoer (binair)	Digitale uitvoer (hexadecimaal)
+125	0 11111010	00FA
+25	0 00110010	0032h
0,5	0 00000001	0001h
0	0 00000000	0000h
-0,5	1 11111111	01FFh
-25	1 11001110	01CEh
-55	1 10010010	0192h

Figuur 19/3.3-5: Verband tussen de gemeten temperatuur en de digitale uitvoer.

De gegevens worden serieel verzonden via de driedraads seriële interface waarbij eerst het minst significante bit (LSB) wordt vrijgegeven. De DS1620 kan de temperatuur meten over een bereik van -55 °C tot +125 °C met een resolutie van 0,5 °C. Voor het omzetten van de temperatuur in °F moet een opzoektabel of een conversiefactor worden toegepast.
Omdat de data worden verzonden over een driedraad bus met als eerste het LSB, kunnen temperatuurgegevens worden geschreven naar/worden gelezen uit de DS1620 als een 9 bit woord, waarbij $\overline{RST}$ laag wordt gemaakt achter het negende (MSB) bit of in de vorm van een overdracht van twee 8 bit woorden waarbij de meest significante zeven bits worden genegeerd of nul worden gemaakt zoals in de tabel van figuur 19/3.3-6 is aangegeven.

Bespreking blokschema

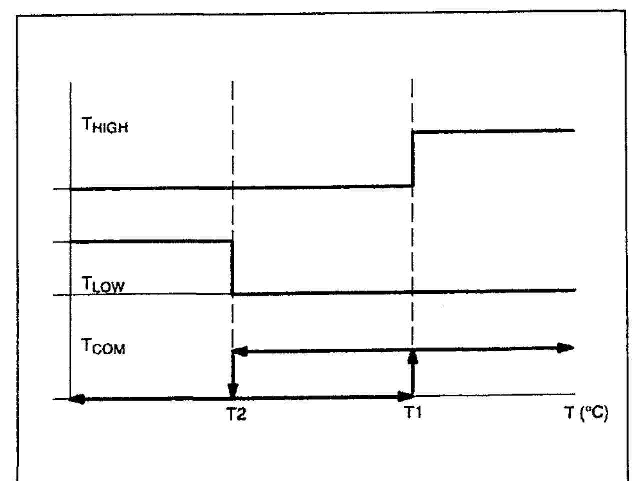
Het blokschema van de DS1620 is getekend in figuur 19/3.3-4. Duidelijk zijn hier links de drie interfacelijnen naar de microprocessor te zien. Het signaal DQ is de data invoer-/uitvoerlijn van de driedraads communicatiepoort. Het signaal CLK is de klokingang van deze poort. Wordt de DS1620 zelfstandig gebruikt zonder een driedraads poort, dan kan het kloksignaal als conversiesignaal ($\overline{CONV}$) worden gebruikt. De temperatuurconversie begint op de dalende flank van $\overline{CONV}$. Tenslotte is er nog een resetsignaal ($\overline{RST}$) voor de driedraads communicatiepoort.



Figuur 19/3.3-6: De negen noodzakelijke programmeringsbits kunnen onder de vorm van twee 8 bit woorden worden verzonden.

De thermostaat uitgangen

Met behulp van de drie thermisch getriggerde uitgangen, THIGH, TLOW en TCOM kan het IC als een thermostaat worden toegepast. Het statusdiagram van deze werking is getekend in figuur 19/3.3-7.



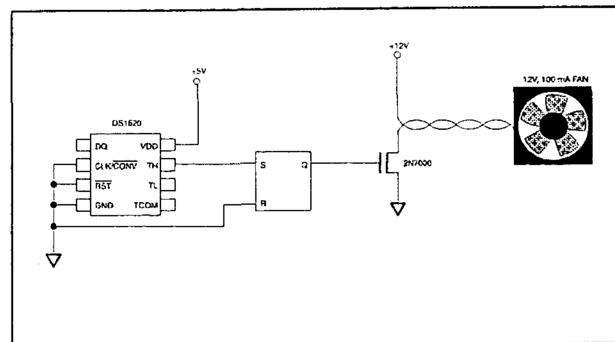
Figuur 19/3.3-7: Het statusdiagram van de drie uitgangen van de DS1620.

3.3 Type-beschrijving “intelligente” temperatuur-sensoren

- THIGH:
  Wanneer de temperatuur van de DS1620 gelijk is aan of hoger is dan de waarde die in het register TH voor hoge temperatuur is opgeslagen, wordt de uitgang THIGH actief “H” en deze blijft in deze status totdat de gemeten temperatuur lager wordt dan de opgeslagen waarde in het register TH.
  De uitgang THIGH kan worden gebruikt om aan te geven dat de tolerantiegrens voor de hoge temperatuur is bereikt of overschreden. Als onderdeel van een gesloten lus systeem kan deze uitgang worden gebruikt om een koelsysteem te activeren en om dit pas uit te schakelen wanneer de temperatuur weer binnen de toelaatbare grenzen valt.
- TLOW:
  Deze uitgang werkt op dezelfde manier als de uitgang THIGH. Wanneer de gemeten temperatuur gelijk is aan of daalt beneden de waarde die is vastgelegd in het register TL voor de lage temperatuur dan wordt uitgang TLOW “H”-actief. Deze uitgang blijft “H” totdat de temperatuur van het onderdeel hoger wordt dan de opgeslagen waarde in het register voor lage temperatuur TL.
  De uitgang TLOW kan worden gebruikt om aan te geven dat de lage temperatuurgrens is bereikt of wordt overschreden. Als onderdeel van een gesloten lus systeem kan deze uitgang worden gebruikt om een verwarmingselement in te schakelen en dit weer uit te schakelen wanneer de temperatuur binnen de toelaatbare grenzen valt.
- TCOM:
  De uitgang TCOM wordt actief-“H” wanneer de gemeten temperatuur gelijk wordt aan of hoger wordt dan de waarde in het register TH.
  Deze uitgang blijft hoog totdat de temperatuur gelijk is aan of lager wordt dan de waarde in het register TL. Op deze manier kan een bepaalde hysteresis worden verkregen.

Temperatuurregeling met de DS1620

Met behulp van de drie thermostaatuitgangen van de DS1620 is rechtstreekse regeling van verwarmings- en koelingsapparaten mogelijk. Zo kan bijvoorbeeld de uitgang THIGH met behulp van een externe flip-flop worden gebruikt om een ventilator in te schakelen zodra de gemeten temperatuur boven de drempelwaarde van het register TH komt, zie figuur 19/3.3-8.

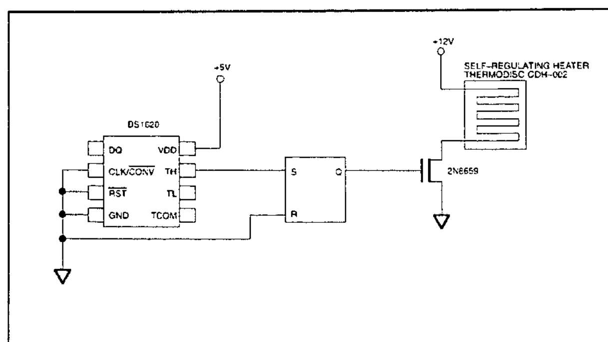


Figuur 19/3.3-8: Inschakelen van een ventilator bij overschrijden van de temperatuur in het register TH.

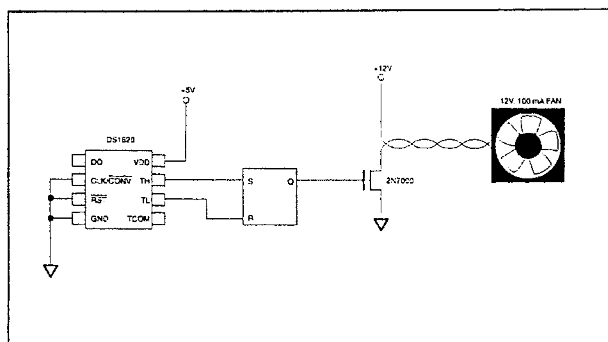
Dit is weliswaar een mogelijke toepassing van de thermostaatuitgangen, maar eigenlijk geen efficiënte manier om een ventilator te regelen, want zodra de ventilator is ingeschakeld ontbreekt de mogelijkheid om deze weer uit te schakelen.
Omgekeerd geldt hetzelfde, want de uitgang TLOW kan op dezelfde manier worden gebruikt voor het inschakelen van een verwarmingselement, zie figuur 19/3.3-9. Ook hier geldt dat er geen mogelijkheid bestaat om het verwarmingselement uit te schakelen wanneer de gewenste temperatuur is bereikt.
Een zelfregelend verwarmingselement met ingebouwde thermostaat voorkomt oververhitting terwijl de DS1620 er voor zorgt dat het element pas wordt ingeschakeld als de temperatuur laag genoeg is.
Het is mogelijk om de TLOW en THIGH uitgangen te gebruiken voor het setten en resetten van de externe flip-flop. Na het inscha-

3.3 Type-beschrijving “intelligente” temperatuur-sensoren

kelen van de ventilator blijft deze dan net zo lang lopen totdat de laagste temperatuurdrempel wordt bereikt, zie figuur 19/3.3-10. Hetzelfde principe geldt ook voor het verwarmingselement, waarbij TLOW de flip-flop set en THIGH de flip-flop reset.

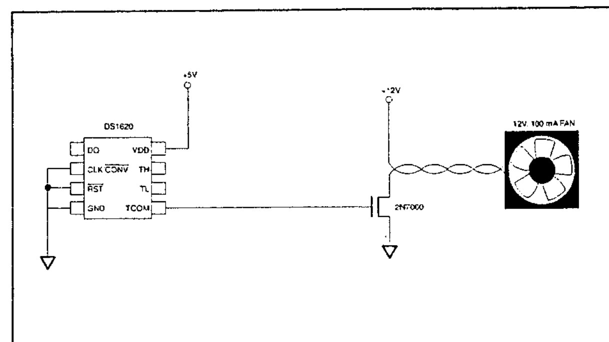


Figuur 19/3.3-9: Het inschakelen van een verwarmingselement via de uitgang TLOW.



Figuur 19/3.3-10: Het setten en resetten van de externe flip-flop via de uitgangen TLOW en THIGH.

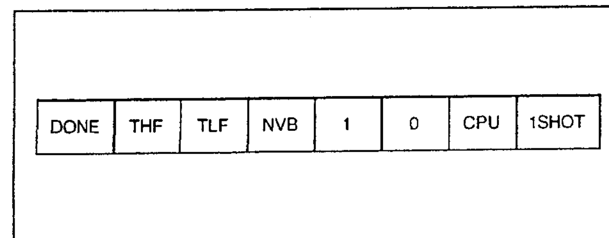
Het kan nog eenvoudiger met behulp van uitgang TCOM. Hiermee kan een ventilator rechtstreeks worden gestuurd door de DS1620 zonder dat er een extra flip-flop nodig is, zie figuur 19/3.3-11. Hierbij wordt de ventilator alleen ingeschakeld wanneer de temperatuur hoger is dan de schakeldrempel van TH en hij blijft net zo lang ingeschakeld totdat de temperatuur daalt beneden de schakeldrempel van TL waarbij de ventilator weer wordt uitgeschakeld. Dit is de beste oplossing wanneer de vermogensopname in de hand moet worden gehouden, want de ventilator wordt alleen geactiveerd wanneer dat ook werkelijk nodig is.



Figuur 19/3.3-11: Het gebruik van de uitgang TCOM bespaart de externe flip-flop.

Programmeren van de temperatuurdrempels

Bij de behandelde voorbeelden wordt de DS1620 zelfstandig gebruikt, zonder dat deze aan een microcontroller is gekoppeld. Om dit te realiseren moeten de temperatuurgrenzen eerst worden geprogrammeerd en omdat de instellingen niet-vluchtig zijn, kunnen de chips vooraf worden geprogrammeerd voordat ze in de uiteindelijke applicatie worden opgenomen.
Om de chip als thermostaat te kunnen toepassen, moeten dus eerst de TH en TL registers worden geprogrammeerd. Een configuratie/status-register wordt tevens gebruikt om de bedrijfstoestand van een bepaalde applicatie aan te geven, alsook de status van de temperatuurconversie.
Dit configuratieregister bevat acht bits volgens figuur 19/3.3-12.



DONE	THF	TLF	NVB	1	0	CPU	1SHOT

Figuur 19/3.3-12: De samenstelling van het configuratie- en status-register.

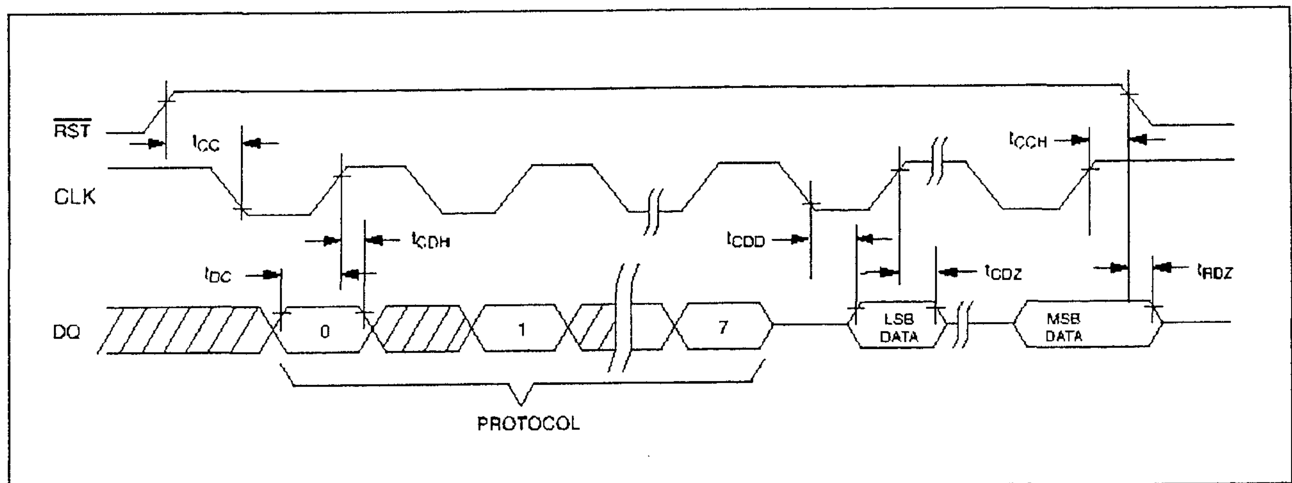
3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- DONE:
  Dit is het omzetting uitgevoerd (conversion done) bit.
  Als dit bit "H" is dan is de conversie voltooid. Is dit bit "L" dan is de chip bezig met het omzetten van de gemeten temperatuur in een digitaal woord.
- THF:
  Temperatuur hoog vlag. Dit bit wordt "H" gemaakt wanneer de temperatuur hoger of gelijk is aan de waarde van TH. Het bit blijft gezet totdat er een "L" naar deze locatie wordt geschreven of de voedingsspanning van de chip wordt uitgeschakeld. Zo lang de spanning is ingeschakeld kan aan de hand van dit bit worden bepaald of de temperatuur ooit hoger is geweest dan de in TH geprogrammeerde waarde.
- TLF:
  Temperatuur laag vlag. Dit bit wordt "H" gemaakt wanneer de temperatuur lager of gelijk is aan de waarde van TL. Het blijft "H" totdat het wordt teruggezet door een "L" naar deze locatie te schrijven of door de spanning uit te schakelen. Zo lang de spanning is ingeschakeld kan aan de hand van dit bit worden bepaald of de temperatuur ooit lager is geweest dan de in TL geprogrammeerde waarde.
- NVB:
  Nonvolatile Memory Busy vlag. Als dit bit "H" is, wordt er naar een elektrisch wisbare geheugencel geschreven. Is het signaal "L", dan is het niet-vluchtige geheugen vrij. Schrijven naar de geheugencel neemt circa 10 ms in beslag.
- CPU:
  CPU gebruikersbit. Als CPU "L" is, doet de pen CLK/$\overline{\text{CONV}}$ dienst om de conversie te starten als $\overline{\text{RST}}$ "L" is. Is CPU "H", dan kan de chip worden gebruikt voor communicatie over de driedraads poort. In dat geval werkt de CLK/$\overline{\text{CONV}}$-pen als een normale kloklijn met betrekking tot DQ en $\overline{\text{RST}}$. Dit bit wordt opgeslagen in niet-vluchtig geheugen dat tenminste 50.000 schrijfcycli kan verwerken.
- 1SHOT:
  One-shot bedrijfstoestand. Wanneer 1SHOT "H" is, zal de chip één temperatuurconversie uitvoeren na ontvangst van het "Start Convert T"-protocol. Is 1SHOT "L", dan zal de chip continu temperatuurconversies uitvoeren. Ook dit bit wordt opgeslagen in niet-vluchtig geheugen dat tenminste 50.000 schrijfcycli kan verwerken. Bij de toepassing als thermostaat zal de DS1620 continu werken. Voor toepassingen waarbij slechts één uitlezing op bepaalde tijdstippen nodig is en om de vermogensopname te beperken, kan de one-shot bedrijfstoestand worden ingezet. Merk op dat de thermostaatuitgangen in de stand blijven waarin ze zich bevonden na de laatste geldige temperatuurconversiecyclus in de one-shot bedrijfstoestand.

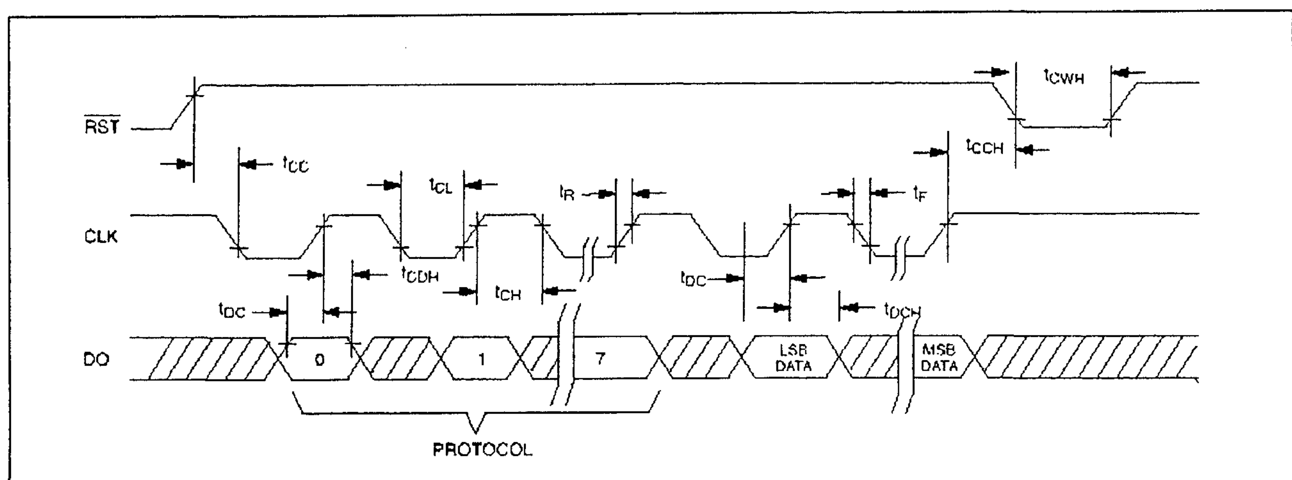
Timing van de chip in zelfstandig bedrijf

In applicaties waarbij de DS1620 wordt gebruikt als een eenvoudige thermostaat is geen microcontroller nodig.
Omdat de temperatuurgrenzen niet vluchtig zijn, kan de chip vooraf worden geprogrammeerd. Hierbij kan de CLK/$\overline{\text{CONV}}$ pen (pen 2) worden gebruikt om de conversies te starten. Hierbij moet het CPU-bit op "L" worden gezet.
Om de CLK/$\overline{\text{CONV}}$ pen te kunnen gebruiken voor het starten van de conversie, moet $\overline{\text{RST}}$ "L" zijn en CLK/$\overline{\text{CONV}}$ "H". Wordt CLK/$\overline{\text{CONV}}$ even "L" gemaakt en daarna weer "H" in minder dan 10 ms, dan wordt er één temperatuurconversie uitgevoerd waarna de DS1620 terugkeert naar zijn wachtstand. Wordt CLK/$\overline{\text{CONV}}$ "L" gemaakt en "L" gehouden, dan worden er continu conversies uitgevoerd, net zo lang totdat CLK/$\overline{\text{CONV}}$ weer "H" wordt gemaakt. Wanneer het CPU-bit op "L" is gezet, zal het CLK/$\overline{\text{CONV}}$ bit voorrang hebben op het 1SHOT bit wanneer dit "L" is. Dit betekent dat, zelfs wanneer de chip is ingesteld op de one-shot bedrijfstoestand, het "L" maken van CLK/$\overline{\text{CONV}}$ de conversies zal starten.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-13: Timing bij het lezen van gegevens uit de DS1620.



Figuur 19/3.3-14: Timing bij het schrijven van gegevens naar de DS1620.

Driedraads communicatie

De driedraads bus bestaat uit het $\overline{RST}$ (reset) signaal, het CLK (klok) signaal en het DQ (data) signaal. De gegevensoverdracht wordt gestart door de $\overline{RST}$ ingang "H" te maken. Wordt $\overline{RST}$ "L" gemaakt dan stopt de communicatie, zie de figuren 19/3.3-13 en -14.

Een klokcyclus bestaat uit een reeks pulsen, waarbij een dalende flank wordt gevolgd door een stijgende flank. Voor het invoeren van gegevens geldt dat de data geldig moeten zijn gedurende de stijgende flank van een klokcyclus. De databits worden uitgevoerd op de dalende flank van de klokimpuls en blijven geldig gedurende de stijgende flank. Bij het lezen van data van de DS1620 gaat de DQ-pen naar een hoge impedantietoestand wanneer de klok hoog is. Wordt $\overline{RST}$ "L" gemaakt dan wordt de communicatie geblokkeerd en gaat de DQ-pen eveneens naar een hoge impedantietoestand.

Bij de gegevensoverdracht wordt het LSB eerst verzonden. De commandoset voor de driedraads communicatie is samengevat in de tabel van figuur 19/3.3-15.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

Instructie	Omschrijving	Protocol	3-draads-bus data na verzenden protocol	Opm.
Temperatuur conversie commando's				
Read Temperature	Leest de laatste geconverteerde temperatuurwaarde uit het temperatuur register	AAh	<read data>	
Start Convert T	Start de temperatuur conversie	EEh	idle	1
Stop Convert T	Onderbreekt de temperatuur conversie	22h	idle	1
Thermostaat commando's				
Write TH	Schrijft de waarde van de hoogste temperatuurgrens in het TH register	01h	<write data>	2
Write TL	Schrijft de waarde van de laagste temperatuurgrens in het TL register	02h	<write data>	2
Read TH	Leest de opgeslagen waarde van de hoogste temperatuurgrens uit het TH register	A1h	<read data>	2
Read TL	Leest de opgeslagen waarde van de laagste temperatuurgrens uit het TL register	A2h	<read data>	2
Write Config	Schrijft configuratiegegevens naar het configuratieregister	0Ch	<write data>	2
Read Config	Leest configuratiegegevens uit het configuratieregister	ACh	<read data>	2

Figuur 19/3.3-15: Overzicht van de instructieset van de DS1620.

- Read Temperature, AAh:
  Dit commando leest de inhoud van het register dat het resultaat van de laatste temperatuurconversie bevat. De volgende negen klokcycli zullen de inhoud van dit register uitvoeren.
- Write TH, 01h:
  Dit commando schrijft naar het TH (high temperature) register.
  Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens inklokken voor het instellen van de drempelwaarde voor de werking van de THIGH uitgang.
- Write TL, 02h:
  Dit commando schrijft naar het TL (low temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens inklokken voor het instellen van de drempelwaarde voor de werking van de TLOW uitgang.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

CPU modus	DS1620 modus (driedraads)	Data (LSB eerst)	Opmerkingen
TX	RX	0Ch	De CPU stuurt het Write Config commando
TX	RX	02h	De CPU stelt DS1620 in op continue conversie
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	01h	De CPU stuurt een Write TH commando
TX	RX	0050h	De CPU stuurt data voor de TH grens van +40 °C
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	02h	De CPU stuurt een Write TL commando
TX	RX	0014h	De CPU stuurt dat voor de TL grens van +10 °C
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	A1h	De CPU stuurt een Read TH commando
RX	TX	0050h	De DS1620 stuurt de opgeslagen waarde van TH terug naar de CPU ter controle
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	A2h	De CPU stuurt een Read TL commando
RX	TX	0014h	De DS1620 stuurt de opgeslagen waarde van TL terug naar de CPU ter controle
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	EEh	De CPU stuurt een Start Convert T commando
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620

Figuur 19/3.3-16: Een voorbeeld van de communicatie tussen een microcontroller en een DS1620.

- Read TH, A1h:
  Dit commando leest de waarde van het TH (high temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens uitklokken van de ingestelde drempelwaarde van de THIGH uitgang.

- Read TL, A2h:
  Dit commando leest de waarde van het TL (low temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens uitklokken van de ingestelde drempelwaarde van de TLOW uitgang.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- Start Convert, EEh:
  Dit commando begint een temperatuurconversie. Er zijn geen verdere gegevens vereist. In de one-shot bedrijfstoestand zal er één temperatuurconversie worden uitgevoerd waarna de DS1620 in de wachtstand gaat. In de continue bedrijfstoestand zal dit commando continu conversies starten.
- Stop Convert T, 22h:
  Dit commando stopt de temperatuurconversie. Er zijn geen verdere gegevens nodig. Dit commando kan worden gebruikt om een DS1620 te onderbreken tijdens continue conversies. Na het verzenden van dit commando wordt de actuele temperatuurmeting afgewerkt waarna de DS1620 naar de wachtstand gaat totdat er weer een Start Convert T commando wordt verzonden om door te gaan.
- Write Config, OCh:
  Dit commando schrijft naar het configuratieregister. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende acht klokcycli de waarde van het configuratieregister inklokken.
- Read Confog, ACh:
  Dit commando leest de inhoud van het configuratieregister. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende acht klokcycli de inhoud van het configuratieregister uitvoeren.

Opmerkingen

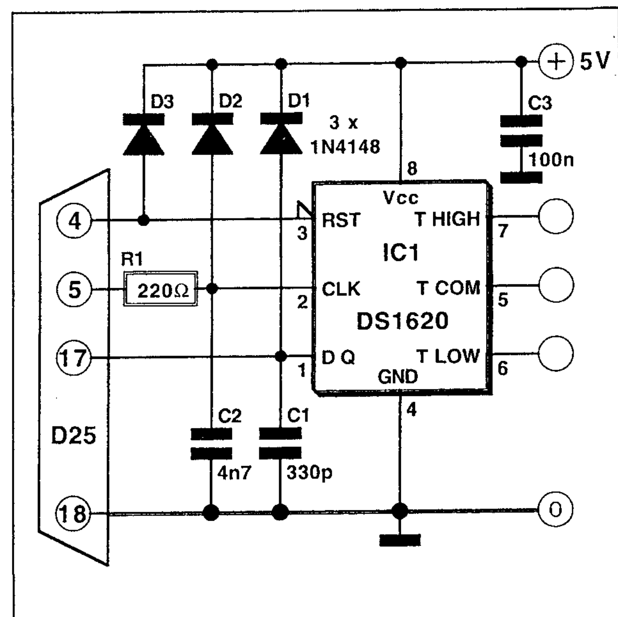
- Tijdens continue conversie zal een Stop Convert T de cyclus onderbreken. Om te kunnen herstarten moet een Start Convert T commando worden verzonden. In de one-shot bedrijfstoestand moet er voor elke gewenste temperatuuruitlezing een Start Convert T commando worden verzonden.
- Schrijven naar het geheugen vergt circa 10 ms bij kamertemperatuur. Na het verzenden van een schrijfcommando mogen er gedurende tenminste 10 ms geen andere schrijfcommando's worden gegeven.

Voorbeeld

Een voorbeeld van de omgang met de diverse commando's en de controlemogelijkheden via een controller is afgebeeld in de tabel van figuur 19/3.3-16. De microcontroller stelt de DS1620 in voor continue conversie en thermostatische functies.

Eenvoudige koppeling aan een PC

In figuur 19/3.3-17 is een schema getekend, waarbij een DS1620 gekoppeld is aan de parallelle poort van een PC. Dit schema komt in grote lijnen overeen met de demonstratieset die Dallas ter beschikking stelt. Via de printer-poort kan men met een eenvoudig Visual Basic programma de schakeldrempels in het IC inlezen. De voeding word verkregen via de dioden D1, D2 en D3 en wordt dus afgeleid uit de printersignalen.



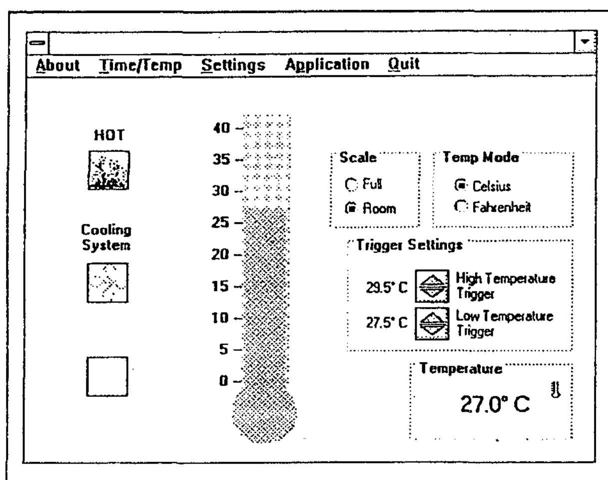
Figuur 19/3.3-17: Aansluiten van een DS1620 op de printerpoort van een PC.

Programmeren via de PC

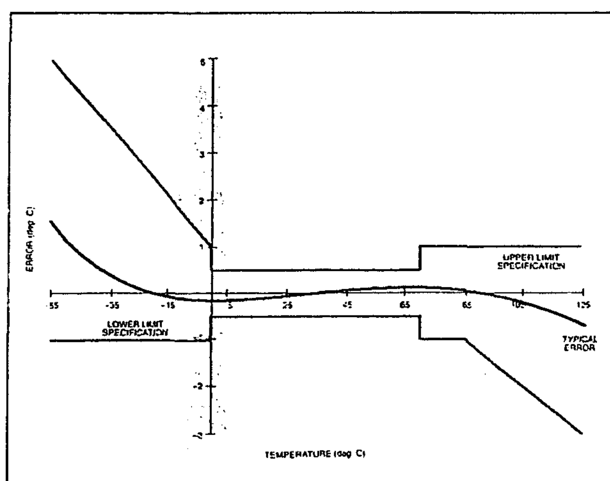
Door Dallas is een eenvoudig Windows-programma ontworpen, zie figuur 19/3.3-18, waarmee men de DS1620 kan programme-

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

ren via het toetsenbord. Het IC moet op de manier van figuur 19/3.3-17 met de parallelle poort zijn verbonden. Met dit programma kan men de drempelwaarden op een heel eenvoudige manier naar de chip overbrengen. Vanwege het non-volatile karakter van het ingebouwde geheugen kan men nadien de chip verwijderen en in de applicatie toepassen.



Figuur 19/3.3-18: Een Windows-programma waarmee men de DS1620 via het toetsenbord kan programmeren.



Figuur 19/3.3-19: De nauwkeurigheid van de DS1620.

Nauwkeurigheid

Omdat de temperatuur in stapjes van 0,5 °C kan worden gemeten, bedraagt de resolutie dus ook 0,5 °C. Over het bereik van 0 °C tot +70 °C bedraagt de nauwkeurigheid 0,5 °C. Binnen het bereik van -40 °C tot 0 °C en van +70 °C tot +85 °C blijft de nauwkeurigheid binnen 1 °C. Buiten deze beide bereiken, namelijk van -55 °C tot -40 °C en van +85 °C tot +125 °C is de chip nauwkeurig binnen 2 °C. De te verwachten temperatuursafwijking is afgebeeld in figuur 19/3.3-19.

DS1820

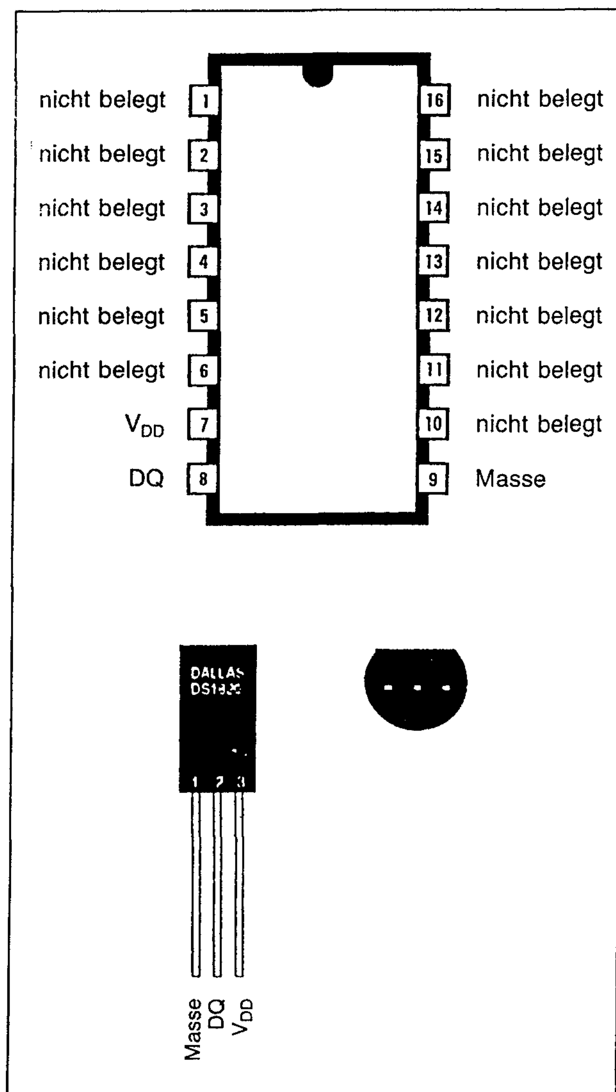
digitale sensor met éendraads interface, -55 °C tot +125 °C

De DS1820 van Dallas Semiconductor is een éendraads thermometer-chip ontwikkeld voor thermostatische besturingen, industriële systemen en huishoudelijke apparatuur. De chip levert een 9 bit brede temperatuurcode, die via één ader wordt verzonden. Hoewel een V_{DD}-aansluiting voorradig is, kan de voedingsspanning van de chip eventueel via de eendraads interface verzonden worden, zodat er tussen het IC en de rest van de schakeling maar twee verbindingen noodzakelijk zijn: de voedings/data-ader en de massa.
Iedere chip bevat een individueel serienummer, zodat diverse identieke chip's op dezelfde eendraads bus aangesloten kunnen worden. De gebruiker kan twee alarmtemperaturen TH en TL in de chip programmeren.

Voornaamste eigenschappen

- één poortaansluiting volstaat voor de besturing
- geen externe componenten noodzakelijk
- voeding via de interface mogelijk
- stroomverbruik in "standby" is zo goed als nul
- bereik -55 °C tot +125 °C
- data-uitvoer als 9 bit woord
- meetcyclus ongeveer 200 ms
- twee instelbare alarmtemperaturen

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-20: Behuizingen van de DS1820.

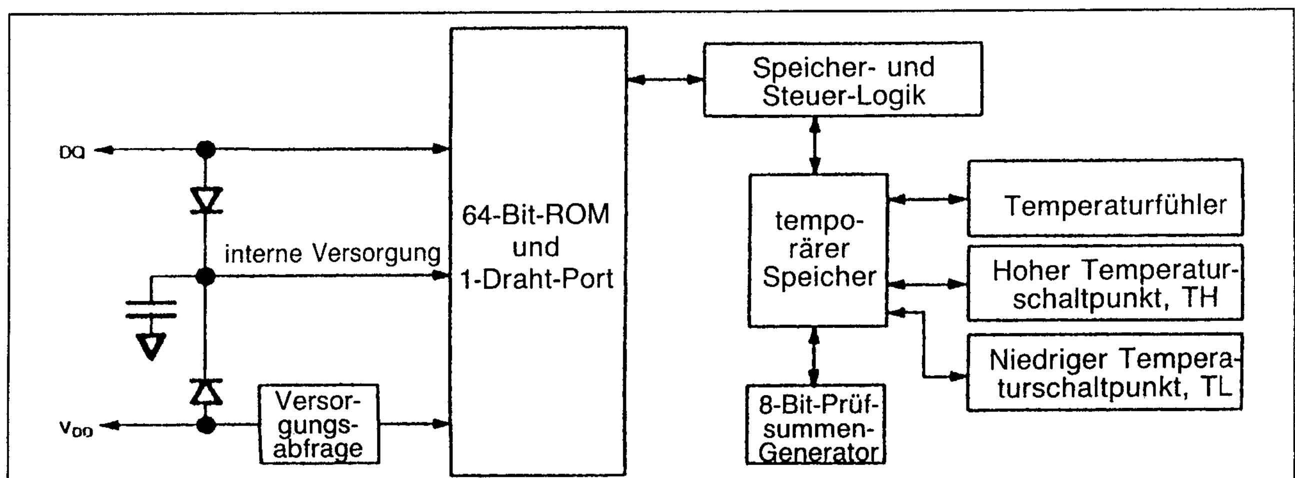
Technische gegevens
- fabrikant: Dallas Semiconductor
- behuizing: DIL-16, PR35
- aansluitgegevens: figuur 19/3.3-20
- intern blokschema: figuur 19/3.3-21
- voedingsspanning V_{DD}:
  +2,8 V min., +5,5 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA max.
- standby stroom:
  250 nA max. tot +70 °C
  5 µA max. bij +125 °C
- belastingsstroom interface: 5 µA max.
- belastingscapaciteit interface: 25 pF max.
- logische "L": +0,8 V max.
- logisch "H": +2,0 V min.
- temperatuurbereik: -55 °C tot +125 °C
- meetfout:
  +/-0,5 °C max. (zie ook figuur 19/3.3-21)
- meetcyclus:
  200 ms typisch
  500 ms max.
- lezen van gegevens: 15 µs max.
- recovery tijd: 1 µs min.
- reset naar "H": 480 µs min.
- reset naar "L": 480 µs min.

Blokschema
De DS1820 is samengesteld uit:
- een 64 bit ROM;
- een temperatuursensor;
- een geheugen voor de twee drempeltemperaturen TH en TL;
- een schakeling die de voedingsspanning kan afleiden uit de eendraads interface.

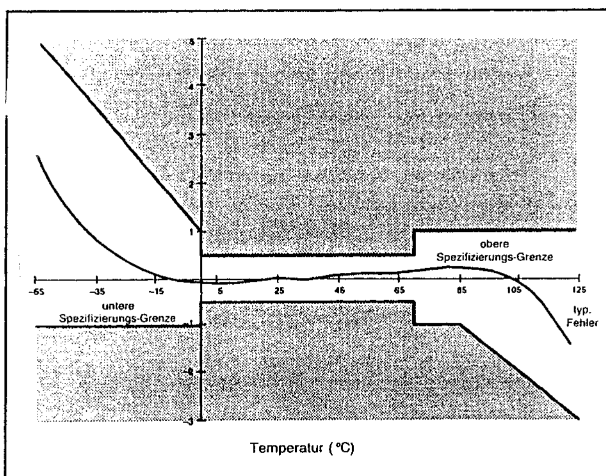
De voeding
Het IC kan op twee manieren gevoed worden.
Op de eerste plaats via de V_{DD}-aansluiting, waarbij een spanning van +5 V wordt aangevoerd. Op de tweede plaats via de DQ-pen, waarbij een interne diode en condensator er voor zorgen dat de chip onder spanning blijft staan. Als op de DQ-pen een "H" staat, gaat de interne diode geleiden en laadt de interne condensator op. De spanning over deze condensator wordt gebruikt voor het voeden van de chip. Als de DQ-pen "L" wordt zal de chip gevoed worden uit de lading die in de condensator is opgeslagen gedurende de "H"-tijden van de DQ-pen. Deze laatste optie wordt "paracitaire" voeding genoemd. Wil dit systeem goed werken, dan moet aan een aantal voorwaarden voldaan worden. De DS1820 vraagt ongeveer 1 mA voedingsstroom. Als meerdere sensoren via de eendraads interface gevoed moeten worden, doet zich het probleem voor dat de besturende schakeling niet voldoende vermogen kan leveren om alle sensoren in bedrijf te houden. In figuur 19/3.3-23 is een oplossing voor

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

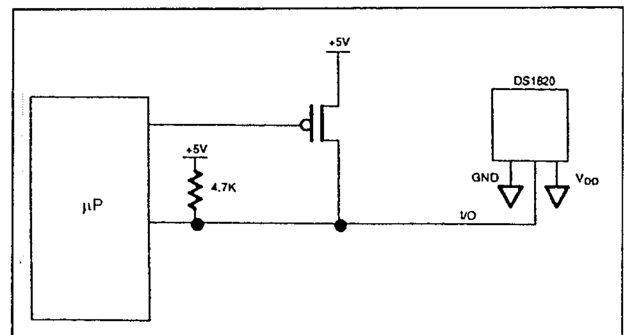
dit probleem voorgesteld. Op de I/O-uitgang van de besturing, in dit geval een microcontroller, wordt een pull-up schakeling gezet naar de +5 V voedingsspanning. Deze kan bestaan uit een MOSFET, die de I/O-leiding naar de +5 V trekt op het moment dat er geen dataverkeer over de lijn plaats vindt. De lijn moet binnen maximaal 10 μs nadat er over de leiding dataverkeer heeft plaats gevonden naar de V_D worden getrokken.
Natuurlijk eist dit meer van het programma dat de I/O-uitgang bestuurt. Bovendien wordt de timing van het geheel wat moeilijk als meerdere sensoren via dezelfde lijn worden afgevraagd. Bovendien is het systeem van de "paracitaire" voeding niet aan te bevelen als de sensoren temperaturen van meer dan +100 °C meten. De lekstromen van de sensoren nemen dan toe en het is niet zeker dat de ladingen in de condensatoren in staat zijn de chip's gedurende de "L"-perioden van spanning te blijven voorzien.
Men kan natuurlijk altijd terugvallen op het voedingssysteem van figuur 19/3.3-24. De V_{DD}-pennen van alle sensoren worden rechtstreeks verbonden met een voedingsspanning van +5 V en de gemeenschappelijke I/O-lijn gaat naar alle DQ-pennen.



Figuur 19/3.3-21: Intern blokschema van de DS1820.

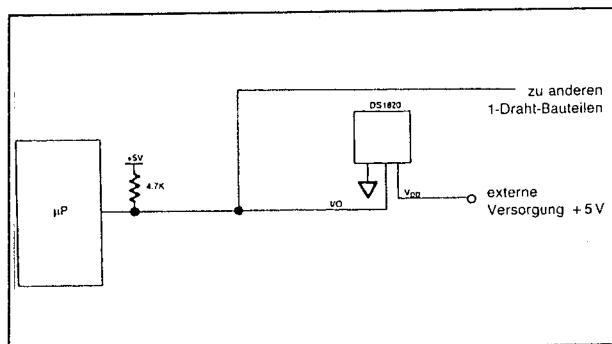


Figuur 19/3.3-22: Nauwkeurigheid van de DS1820.

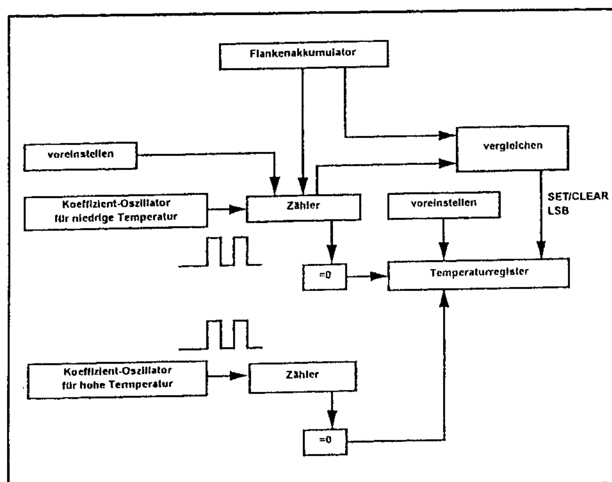


Figuur 19/3.3-23: Het naar de V_{DD} trekken van de I/O-lijn.

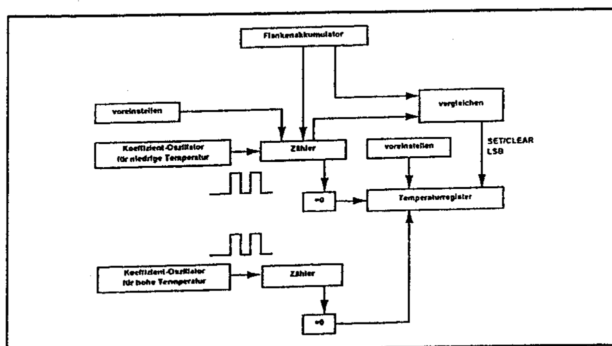
3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



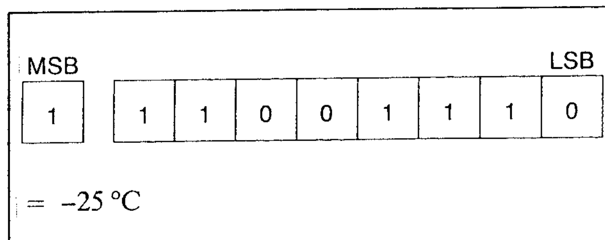
Figuur 19/3.3-24: Het voeden van meerdere chip's via de V_{DD}-pennen.



Figuur 19/3.3-25: Het blokschema van de schakeling die de temperatuur meet.



Figuur 19/3.3-26: Het verband tussen de gemeten temperatuur en de samenstelling van de digitale uitgang.



Figuur 19/3.3-27: Het resulterende 9 bit brede woord.

Afvragen van de voedingstoestand

De DS1820 kan aan de busmaster mededelen hoe hij van voedingsspanning voorzien wordt. De busmaster moet eerst het commando "ROM OVERSLAAN" uitzenden, nadien het commando voor het lezen van de voedingstoestand en tot slot het commando voor het uitlezen van het tijdvenster. De DS1820 zet vervolgens een "L" op de lijn als hij "paracitaire" gevoed wordt en een "H" als hij via de V_{DD}-pen gevoed wordt.

De temperatuursmeting

In figuur 19/3.3-25 is het blokschema getekend van de eigenlijke temperatuurmeter in de chip. Er wordt een zeer eigenzinnige methode toegepast. De DS1820 telt namelijk de pulsen die door een uiterst temperatuurstabiele multivibrator worden gegenereerd. De teltijd wordt bepaald door de uitgangspulsen van een tweede oscillator, die echter een zeer hoge temperatuurscoëfficiënt heeft.
Het verband tussen de frequentie van deze oscillator en de temperatuur verloopt natuurlijk niet lineair, maar parabolisch. Om dit niet-lineaire verband te compenseren wordt gebruik gemaakt van een speciale schakeling, die voor iedere temperatuur het aantal pulsen definieert dat gegenereerd moet worden alvorens de inhoud van de teller verhoogd wordt. De berekeningen die in de chip worden uitgevoerd garanderen een oplossend vermogen van 0,5 °C. De temperatuur wordt uitgelezen als twee-complements 16 bit woord met voorteken. In de tabel van figuur 19/3.3-26 wordt het verband gegeven tussen de temperatuur van de chip en de samenstelling van dit woord. Het LSB defi-

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

nieert de temperatuur achter de komma als xxx,0 °C of xxx,5 °C, zodat de uitgangsgegevens kunnen worden samengevat tot het 9 bit formaat dat in figuur 19/3.3-27 is voorgesteld.
Het MSB, dat de polariteit van de temperatuur definieert, wordt naar alle bits van het bovenste byte gecopieerd.

Verhogen van de resolutie
Hoewel de DS1820 de temperatuur uitleest met een resolutie van +/-0,5 °C kan men door wat eenvoudige wiskunde toe te passen de resolutie verhogen. De werkwijze is als volgt.
- Lees de temperatuur uit, verwijder het LSB (het +/-0,5 °C bit) en noem de resterende waarde TEMP_READ.
- Lees de in het geheugen resterende waarde uit en noem deze COUNT_REMAIN.
- Bepaal dan het aantal tellingen per °C voor deze temperatuur, COUNT_PER_C.

Uit deze drie waarden kan de temperatuur berekend worden volgens de formule die is voorgesteld in figuur 19/3.3-28.

De drempels TL en TH
Nadat de DS1820 een meetcyclus heeft uitgevoerd en de actuele temperatuur in het interne register is opgeborgen, wordt deze waarde vergeleken met de twee drempelwaarden TL en TH. Ook deze waarden worden opgeslagen in interne registers. Deze zijn echter slechts 8 bit breed, hetgeen betekent dat het LSB (de +/-0,5 °C waarde) niet bij de vergelijking wordt betrokken. Als de gemeten temperatuur hoger is dan TH of lager dan TL wordt een alarm-bit geset. Dit bit wordt bij iedere temperatuursmeting geactualiseerd. Als dit bit geset is zal de chip reageren op het commando dat de waarde van dit bit opvraagt. Hierdoor is het mogelijk diverse identieke chip's op één lijn te schakelen en deze individueel uit te lezen. Als de temperatuur ergens de ingestelde waarden overschrijdt kunnen de alarm gevende chip's gemakkelijk geïdentificeerd worden zonder dat de niet alarm gevende chip's uitgelezen moeten worden.

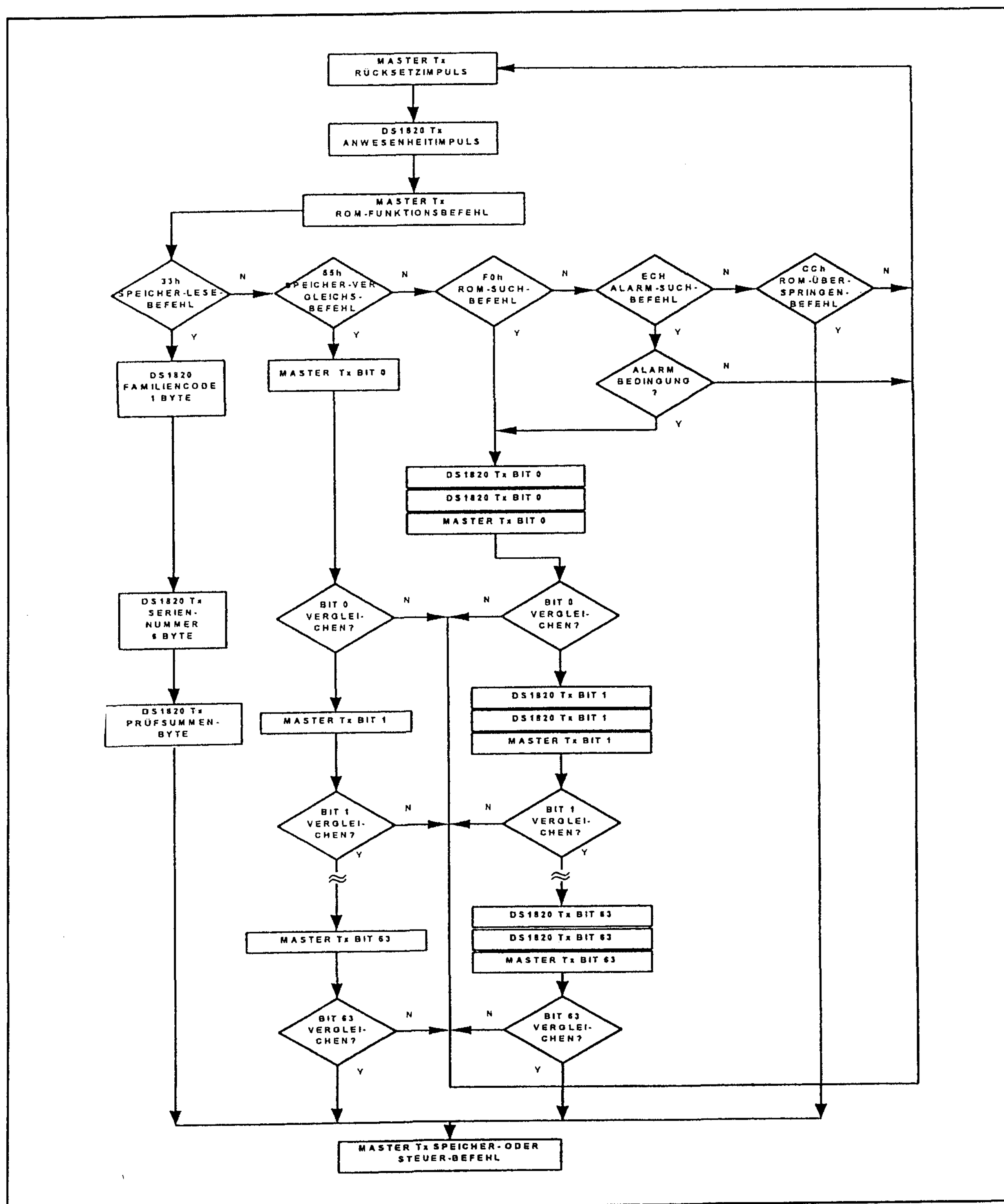
De 64 bit identificatie code
Iedere DS1820 bevat een specifieke ROM-code die 64 bits lang is. Deze code is als volgt samengesteld.
- Eerste 8 bits:
  Deze bevatten een familie-code, in dit geval 10_{HEX} voor de Dallas familie van eendraads interfaces.
- Volgende 48 bits:
  Deze vormen een individueel serienummer.
- Laatste 8 bits:
  Deze vormen een CRC proefsom over de eerste 56 bits.

Het ROM protocol
De DS1820 is niet benaderbaar alvorens het ROM protocol is uitgevoerd.
Dit protocol moet uitgevoerd worden door de busmaster en is voorgesteld in figuur 19/3.3-29.
De busmaster moet de volgende instructies geven:
- ROM lezen;
- ROM vergelijken;
- ROM doorzoeken;
  ROM overslaan

$$\text{Temperatur} = \text{TEMP_READ} - 0{,}25 + \frac{(\text{COUNT_PER_C} - \text{COUNT_REMAIN})}{\text{COUNT_PER_C}}$$

Figuur 19/3.3-28: Het nauwkeurig berekenen van de temperatuur.

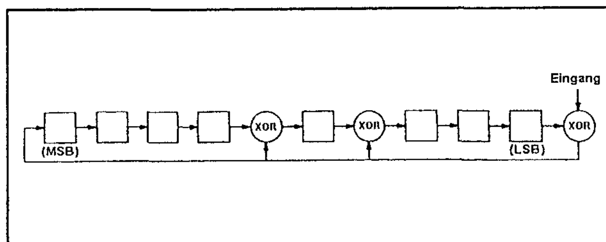
3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



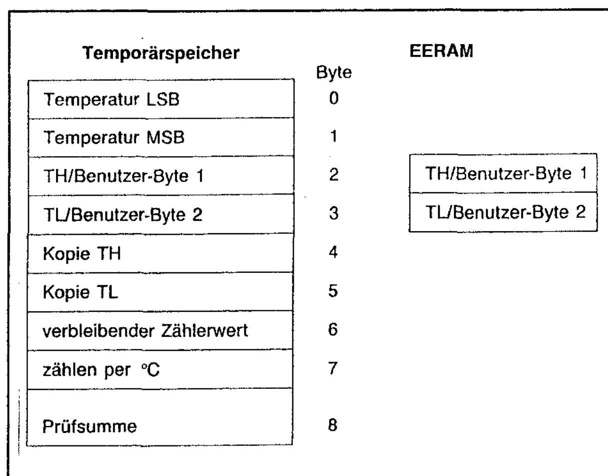
Figuur 19/3.3-29: Het ROM protocol.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

of
– Alarmbit aanspreken.
Nadat dit protocol is doorlopen zijn de voor de DS1820 specifieke functies toegankelijk en kan de busmaster de zes geheugen- en stuurcommando's uitvoeren.



Figuur 19/3.3-30: Het hardwarematig berekenen van de proefsom.



Temporärspeicher	Byte	EERAM
Temperatur LSB	0	
Temperatur MSB	1	
TH/Benutzer-Byte 1	2	TH/Benutzer-Byte 1
TL/Benutzer-Byte 2	3	TL/Benutzer-Byte 2
Kopie TH	4	
Kopie TL	5	
verbleibender Zählerwert	6	
zählen per °C	7	
Prüfsumme	8	

Figuur 19/3.3-31: De geheugen organisatie van de DS1820.

De CRC proefsom

De acht hoogste bits uit het ROM-register bevatten de acht bit lange CRC proefsom. De busmaster kan uit de 56 eerste bits een proefsom berekenen en deze nadien vergelijken met deze die in de chip is opgeslagen. De proefsom kan berekend worden aan de hand van onderstaande formule:

$CRC = X^8 + X^5 + X^4 + 1$

De proefsom kan hardwarematig gegenereerd worden met een schakeling die volgens figuur 19/3.3-30 bestaat uit een schuifregister en een EXOR-poort. Alle uitgangen van het schuifregister staan initieel op "L". Nadien worden de bits van de familie-code in het register geschoven, gevolgd door de bits van het serienummer. Nadat het 48e bit van deze code is ingelezen, bevat het schuifregister de proefsom. Het nadien inlezen van de 8 bits van de CRC-code heeft tot gevolg dat alle bits van het schuifregister weer naar "L" gaan.

Het intern geheugen

De organisatie van het intern geheugen van de DS1820 is geschetst in figuur 19/3.3-31. Het geheugen is samengesteld uit RAM en uit niet-vluchtig EERAM, waarin de waarden van de twee drempels TL en TH worden bewaard. Alle gegevens die de chip uitleest worden eerst in het RAM-geheugen opgeborgen en vandaar uitgevoerd naar de eendraads interface. Ook de waarden van TH en TL worden vanuit het EERAM naar het RAM gekopieerd, zodat zij in- en uitgelezen kunnen worden.

De eendraads architectuur

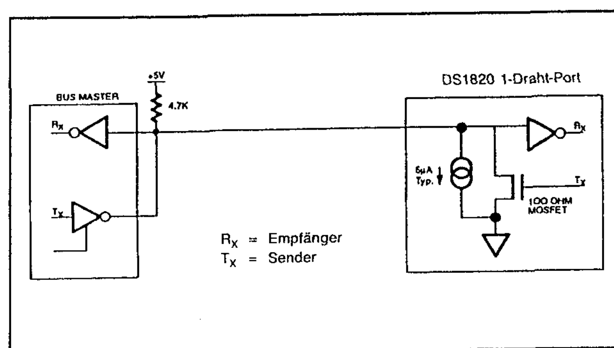
De eendraads interface heeft, per definitie, maar één leiding waarlangs al het dataverkeer moet lopen. Als er maar één chip toegepast wordt zijn de problemen minimaal. Anders wordt het als er meerdere sensoren in het systeem zijn opgenomen. Om de datacommunicatie in goede banen te leiden moet ieder component dat op de interface is aangesloten een open-collector of tri-state uitgang hebben. Een dergelijke architectuur vereist een pull-up weerstand van ongeveer 5 kΩ naar de voedingsspanning. De rusttoestand van de interface is dus "H". Als de bus meer dan 480 µs naar "L" getrokken wordt, zullen alle op het systeem aangesloten sensoren gereset worden.
In figuur 19/3.3-32 is de standaard uitvoering van de DS-architectuur voorgesteld.

Het software protocol

Het software protocol beslaat vier fundamentele stappen:
– initialisering;

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- ROM commando's;
- geheugen commando's;
- data-verkeer.



Figuur 19/3.3-32: De standaard opbouw van de DS-architectuur.

Initialisering

Alle activiteiten op de eendraads bus beginnen met een initialisering van het systeem. Deze sequentie start met een reset-puls die door de busmaster uitgezonden wordt. De slaves antwoorden met aanwezigheidspulsen, die de busmaster ervan overtuigen dat de sensoren op het systeem aangesloten zijn en goed werken.

ROM commando's

Nadat de busmaster de aanwezigheid van een sensor herkend heeft, moeten de vijf ROM commando's verzonden worden. Deze zijn acht bit lang en zijn samengevat in het schema van figuur 19/3.3-29.

- ROM lezen, 33HEX
  Deze instructie stelt een busmaster in staat de 8 bit familie-code, het 48 bit serienummer en de 8 bit proefsom uit de ROM van de sensor te lezen. Deze instructie kan alleen gegeven worden als er maar één sensor aan de bus hangt. Zijn er namelijk meerdere sensoren aanwezig, dan zullen deze gelijktijdig antwoorden, waardoor het data-verkeer op de bus in de war komt.
- ROM vergelijken, 55HEX
  Met deze instructie kan de busmaster een specifieke DS1820 adresseren. Deze code bestaat uit een 64 bit woord, gelijk aan de code die in de ROM van de sensor zit opgeslagen. Alleen de sensor, waarvan de ROM-code gelijk is aan het door de busmaster uitgezonden woord, zal reageren op daaropvolgende instructies.
- ROM overslaan, CCHEX
  Met deze instructie kan men in een systeem waar slechts één sensor aanwezig is tijd besparen. Na het uitzenden van dit commando is het niet noodzakelijk de ROM vergelijking code uit te zenden om de ene sensor te activeren.
- ROM-code opvragen, F0HEX
  De busmaster kan uiteraard niet weten welke sensoren in een systeem aanwezig zijn. Met deze instructie kan de busmaster de 64 bit identificatie-code van alle sensoren opvragen.
- Alarm-code opvragen, ECHEX
  Na het uitzenden van deze instructie zullen alle sensoren antwoorden, die een temperatuur hebben gemeten die lager is dan TL of hoger is dan TH.

Voorbeeld van een software protocol

Als voorbeeld wordt een systeem behandeld, waarbij vier sensoren op de eendraads interface zijn aangesloten. De ROM-codes van deze sensoren beginnen met onderstaande bit-sequenties:

- sensor 1: "L"-"L"-"H"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-....
- sensor 2: "H"-"L"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-"L"-....
- sensor 3: "H"-"H"-"H"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-.....
- sensor 4: "L"-"L"-"L"-"H"-"L"-"L"-"L"-"H"-.....

Het proces bestaat steeds uit een herhaling van een eenvoudige routine:

- lezen van een bit;
- lezen van het complement van dit bit;
- schrijven van de voor dit bit gewenste waarde.

De busmaster moet deze eenvoudige routine voor ieder bit van de ROM uitvoeren. Na een volledige routine kent de busmaster de waarde van één bit uit de ROM.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- Stap 1
  De busmaster start de initialisatie-procedure door een reset ("L") op de lijn te zetten. Alle sensoren reageren door gelijktijdig hun aanwezigheidspulsen uit te zenden.
- Stap 2
  De busmaster geeft dan het ROM lezen commando.
- Stap 3
  De busmaster leest een bit van de een-draads interface. Iedere sensor zet op dit moment de waarde van het eerste bit van zij ROM-code op de bus. Dit geeft uiteraard problemen, maar dank zij de structuur van de bus kunnen deze problemen gemakkelijk opgelost worden. Sensor 1 en sensor 4 zetten dus een "L" op de bus, met andere woorden de bus wordt naar "L" getrokken. Sensor 2 en sensor 3 willen een "H" op de bus zetten, maar omdat de bus "L" is getrokken heeft dit geen effect. De busmaster leest dus een "L" van de bus.
- Stap 4
  De busmaster vraagt vervolgens om de volgende gegevens.
  Alle sensoren zetten nu het complement van het eerste bit van hun ROM-code op de bus. Sensor 1 en sensor 4 zetten dus een "H" op de bus, sensor 2 en sensor 3 een "L", waardoor de bus weer naar "L" word getrokken. De busmaster herkent weer deze "L" en besluit dat er sensoren aanwezig zijn die als eerste bit een "L" hebben en anderen die als eerste bit een "H" hebben. De vier mogelijke gelezen combinaties kunnen door de busmaster als volgt geïnterpreteerd worden:
  - "L"-"L":
    de sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code verschillende waarden
  - "L"-"H":
    alle sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code een "L"
  - "H"-"L":
    alle sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code een "H"
  - "H"-"H":
    er zijn geen sensoren aanwezig of de aanwezige sensoren hebben om de een of andere reden niet gereageerd
- Stap 5
  De busmaster schrijft een "L".
  Deze deactiveert de sensoren 2 en 3, waardoor alleen de sensoren 1 en 4 actief blijven.
- Stap 6
  De busmaster herhaalt de routine en ontvangt een "L", gevolgd door een "H". Hieruit besluit de routine dat de twee actieve sensoren 1 en 4 een ROM-code hebben die met een "L" start.
- Stap 7
  De busmaster schrijft weer een "L" op de lijn, zodat de twee sensoren 1 en 4 aangesloten blijven.
- Stap 8
  De busmaster voert twee leescycli uit en ontvangt twee "L" bits. Dit wijst er op dat de derde bits van de ROM-codes van de aangesloten sensoren zowel "L" als "H" bevatten.
- Stap 9
  De busmaster schrijft een "L", waardoor sensor 1 gede-activeerd wordt. Sensor 4 is nu de enige actieve sensor.
- Stap 10
  De busmaster leest de overblijvende bits van sensor 4 uit en kan deze sensor, indien gewenst, verder benaderen. Hiermee is de eerste cyclus afgesloten waardoor één van de aangesloten sensoren volledig geïdentificeerd is.
- Stap 11
  De busmaster start een nieuwe sequentie, waarbij de stappen 1 tot en met 8 herhaald worden.
- Stap 12
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn, waardoor sensor 4 word uitgeschakeld en sensor 1 wordt geactiveerd.
- Stap 13
  De busmaster leest de overige ROM-bits van deze sensor en communiceert, indien gewenst, met deze sensor.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

Hiermee is de identificatie van de tweede sensor op de bus een feit.

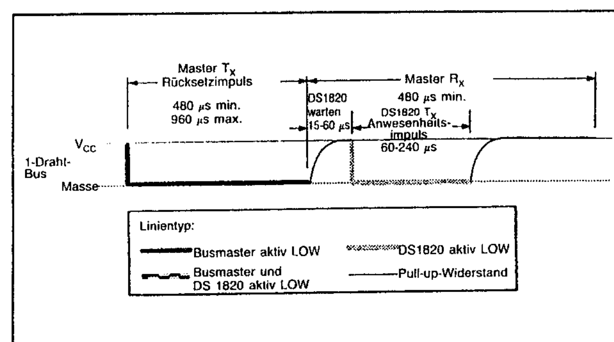
- Stap 14
  De busmaster start een derde sequentie, waarbij de stappen 1 tot en met 3 herhaald worden.
- Stap 15
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn. Hierdoor worden de sensoren 1 en 4 gede-activeerd, zodat alleen sensor 2 en sensor 3 overblijven.
- Stap 16
  De sensor voert weer twee routines uit en ontvangt twee "L"-waarden.
- Stap 17
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn, waardoor sensor 3 wordt gede-activeerd en alleen sensor 2 overblijft.
- Stap 18
  De sensor leest alle ROM-bits van deze sensor uit en communiceert, indien gewenst, met deze sensor. Hiermee is de derde cyclus afgesloten en de derde sensor geïdentificeerd.
- Stap 19
  De busmaster start een volgende routine, waarbij de stappen 14 en 15 herhaald worden.
- Stap 20
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn. Deze schakelt sensor 2 uit, zodat alleen sensor 3 overblijft.
- Stap 21
  De busmaster leest de ROM-code van deze sensor uit en communiceert, indien gewenst, met deze sensor.

Opmerking

Bij ieder cyclus kan de busmaster slechts één sensor identificeren.
Men kan berekenen dat de totale tijd voor het identificeren van één sensor gelijk is aan:
960 µs + (8 + 3*64)*61 µs = 13,16 ms
In uitgebreide systemen is de busmaster dus in staat 75 sensoren binnen één seconde te identificeren!

I/O-signalen en hun timing

Het zal duidelijk zijn dat een systeem met DS1820 sensoren exacte protocollen met exacte timing vereist. Het protocol bestaat uit verschillende soorten signaaltransport over de ene lijn: resetpuls, aanwezigheidpuls, "L" schrijven, "H" schrijven, "L" lezen en "H" lezen. Op de aanwezigheidpuls na worden al die signalen door de busmaster gegenereerd. Als voorbeeld is in figuur 19/3.3-33 de timing van een reset-cyclus getekend. De busmaster trekt de eendraads lijn naar "L" gedurende minimaal 480 µs en maximaal 960 µs. Nadien maakt de busmaster de lijn vrij en wacht op een antwoord. De lijn wordt onmiddellijk via de pull-up weerstand naar "H" getrokken. De DS1820 herkent de "L" naar "H" flank op de bus, wacht 15 µs tot 60 µs en zendt nadien zijn aanwezigheidpuls uit als een 60 µs tot 240 µs lang "L" signaal.

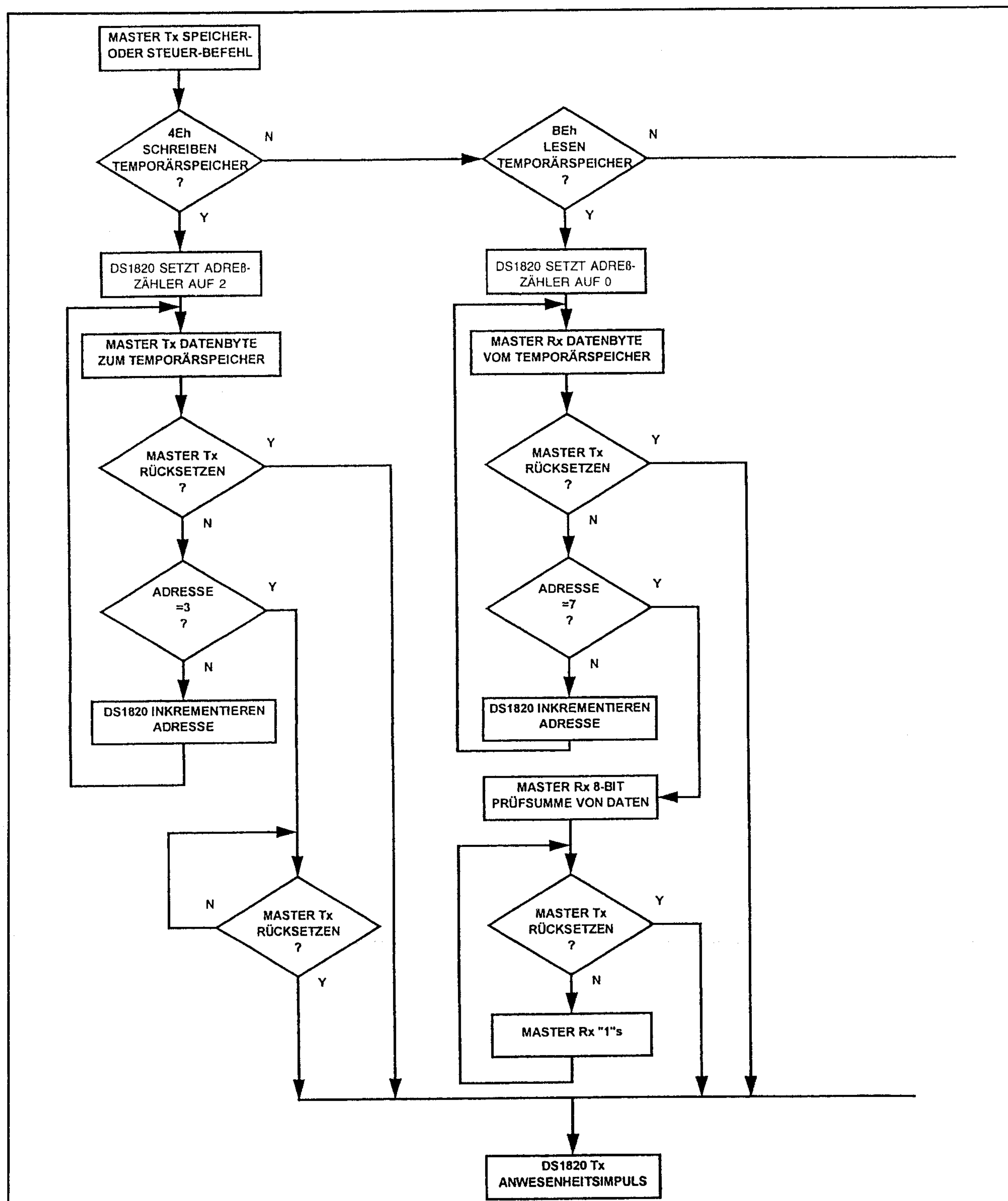


Figuur 19/3.3-33: De exacte timing bij de reset-cyclus.

Geheugeninstructies

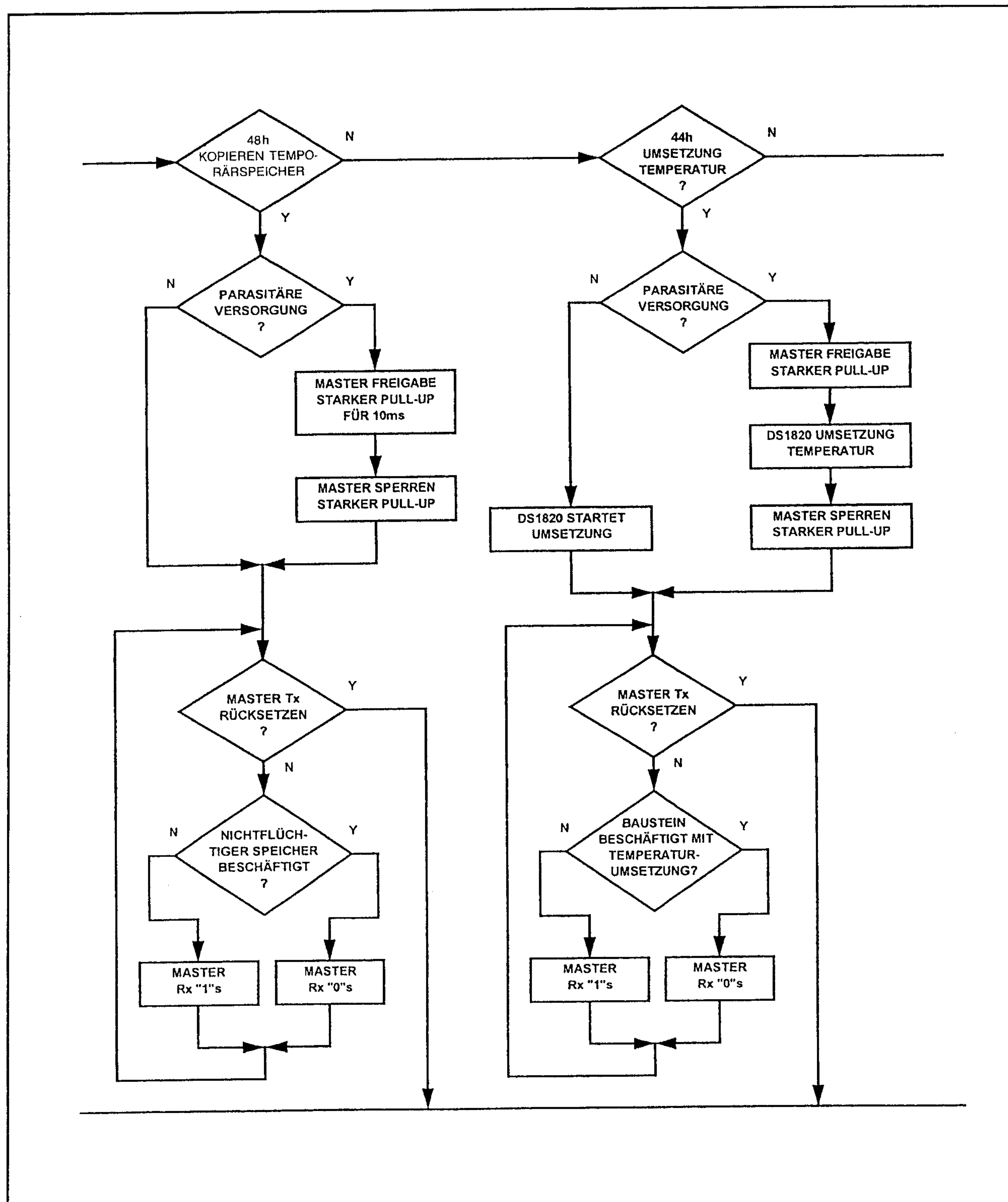
Na het herkennen van een sensor door de busmaster kan deze de sensor eventueel verder benaderen.
Dat komt er op neer dat instructies worden uitgezonden, die de geheugeninhoud van de sensor manipuleren.
De volledige cyclus van de geheugenbenadering is samengevat in het flow-diagram van de figuren 19/3.3-34 tot en met -36.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



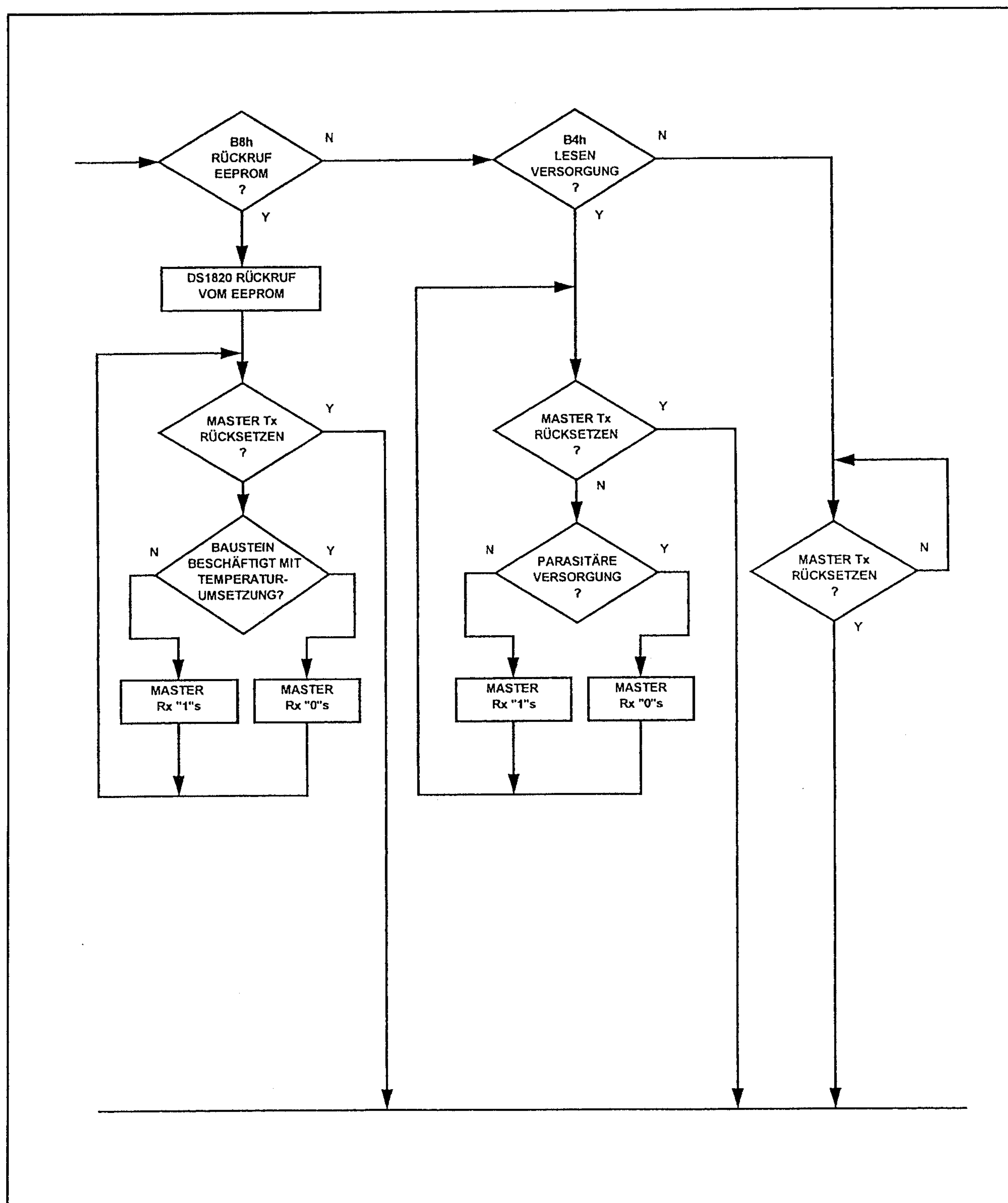
Figuur 19/3.3-34: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 1.

3.3 Type-beschrijving “intelligente” temperatuur-sensoren



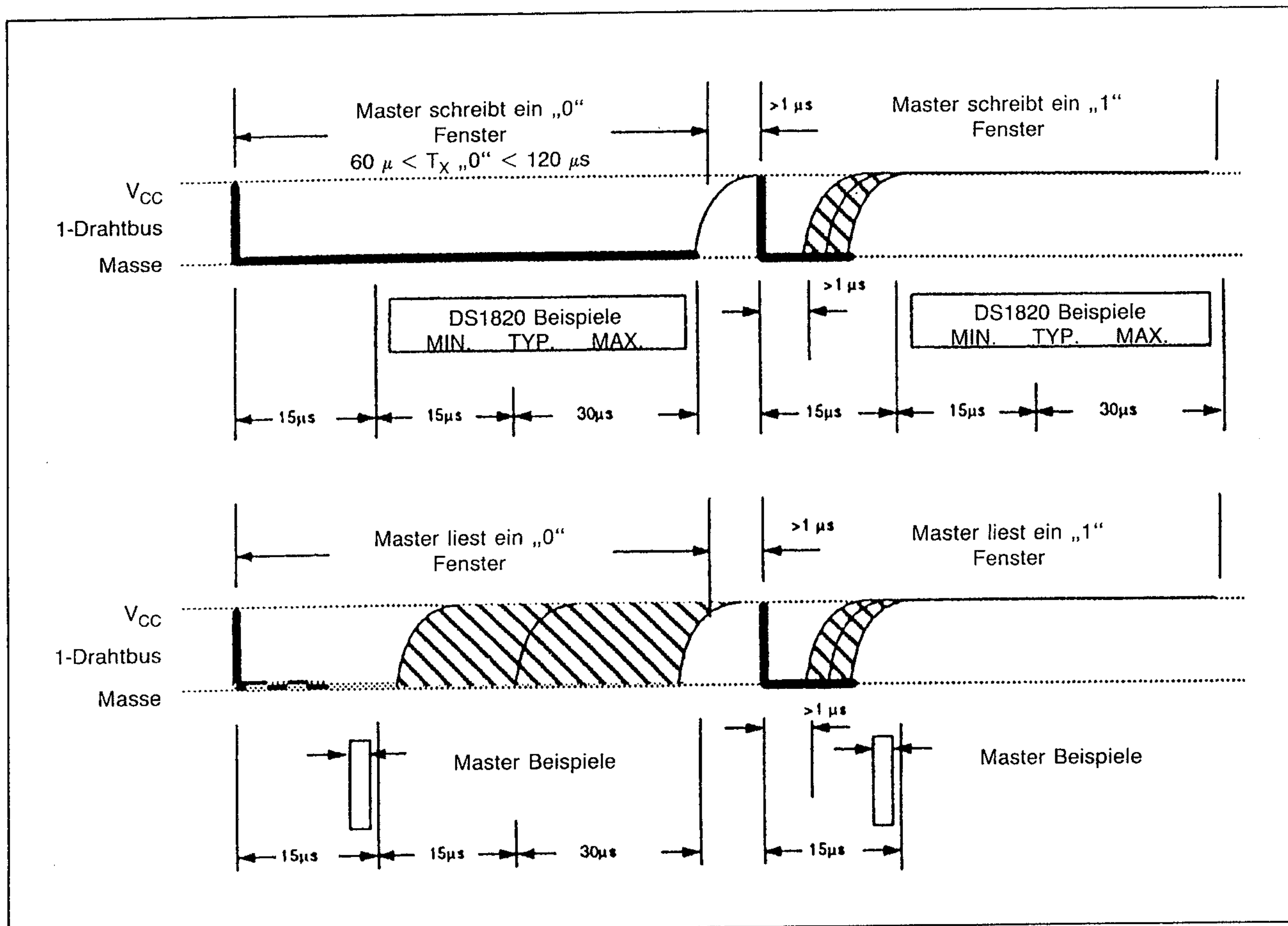
Figuur 19/3.3-35: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 2.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-36: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 3.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-37: Timing van het schrijven naar en lezen van het geheugen.

- Tijdelijk geheugen beschrijven, 4EHEX
  Deze instructie schrijft naar het tijdelijk geheugen in de DS1820, beginnend bij adres 2. Dat wil zeggen dat de twee bytes die nadien op de bus worden gezet in de adressen 2 en 3 van dit geheugen worden opgeslagen.
- Tijdelijk geheugen uitlezen, BEHEX
  Het uitlezen start bij adres 0 en gaat verder tot en met adres 9. Door het geven van een reset kan het proces afgebroken worden.
- Tijdelijk geheugen kopiëren, 48HEX
  De inhoud van het tijdelijk geheugen wordt gecopieerd naar het EERAM in de chip. Deze instructie kan gebruikt worden om de temperaturen TL en TH in de chip in te lezen. De chip reageert met een "H" als het proces klaar is. Wordt gebruik gemaakt van "paracitaire" voeding, dan moet de busmaster na dit proces gedurende minstens 10 ms de bus via een actieve pull-up aan de voeding leggen.
- Temperatuur meten, 44HEX
  Deze instructie start een temperatuur meetcyclus. De chip word non-actief gedurende deze cyclus en geeft een "H" op de bus als de temperatuur in het geheugen is opgeslagen.
  Bij "paracitaire" voeding moet de busmaster nadien onmiddellijk gedurende minstens 500 ms een actieve pull-up naar de voeding uitvoeren. De cyclus duurt maximaal 500 ms.
- EERAM terugroepen, BHEX
  Deze instructie zet de in EERAM opgeslagen temperatuurwaarden terug naar het tijdelijk geheugen, zodat deze eventueel

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

uitgelezen kunnen worden. Deze instructie wordt automatisch uitgevoerd bij het initialiseren van de chip, zodat men deze waarden onmiddellijk kan uitlezen.

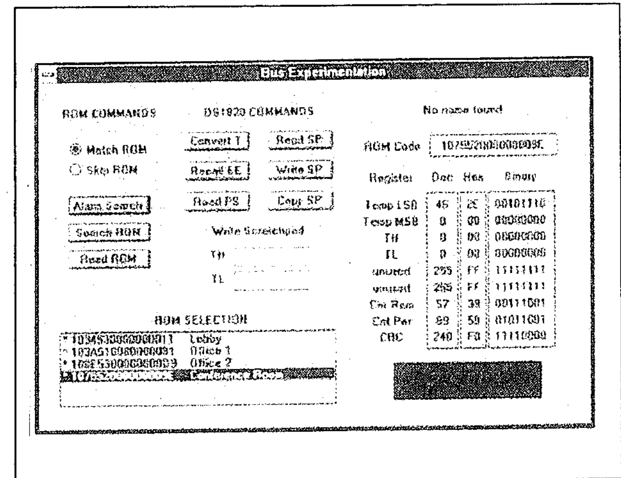
- Voedingsstatus uitlezen, B4HEX
  Met deze instructie kan de busmaster de status van de voeding van de chip uitlezen. Bij "paracitaire" voeding levert de chip een "L", bij externe voeding een "H".

Timing van de geheugenbenadering

De busmaster moet zogenoemde "tijdvensters" inlassen voor het lezen van of schijven naar het geheugen van de DS1820. Deze timing is gedetailleerd voorgesteld in figuur 19/3.3-37.
Een tijdvenster voor het schrijven van een "L" wordt ingeleid als de busmaster de eendraads interface van "H" naar "L" trekt. Deze "L" moet minimaal 60 µs en maximaal 120 µs breed zijn. Tussen twee van dergelijke vensters moet minimaal 1 µs "H" zitten. De DS1820 reageert na maximaal 15 µs op het venster en zal de "L" na minimaal 15 µs en maximaal 45 µs overnemen.
Een tijdvenster voor het schrijven van een "H" wordt ingeleid as de busmaster de eendraads interface gedurende maximaal 15 µs naar "L" trekt. De DS1820 reageert weer na maximaal 15 µs en leest nadien uiteraard een "H" van de lijn. Uit de onderste grafieken van figuur 19/3.3-37 kan men de timing van de tijdvensters afleiden als het de bedoeling is dat de busmaster gegevens uit de DS1820 inleest.

Software

Door Dallas is een Windows-programma ontwikkeld, waarmee men een DS1820 systeem volledig vanuit de PC kan besturen. Men kan de ROM-gegevens met een druk op de knop uitlezen, de geheugen instructies op dezelfde eenvoudige manier uitvoeren en aan iedere ROM-code een beschrijving koppelen, zoals bijvoorbeeld "sensor in kantoor" of "sensor in ketelhuis nummer 1". In figuur 19/3.3-38 wordt een impressie gegeven van de bedieningsinterface van dit programma.



Figuur 19/3.3-38: De Windows-interface voor het besturen van een DS1820 systeem.

DS1615

temperatuurlogger, -40 °C tot +85 °C

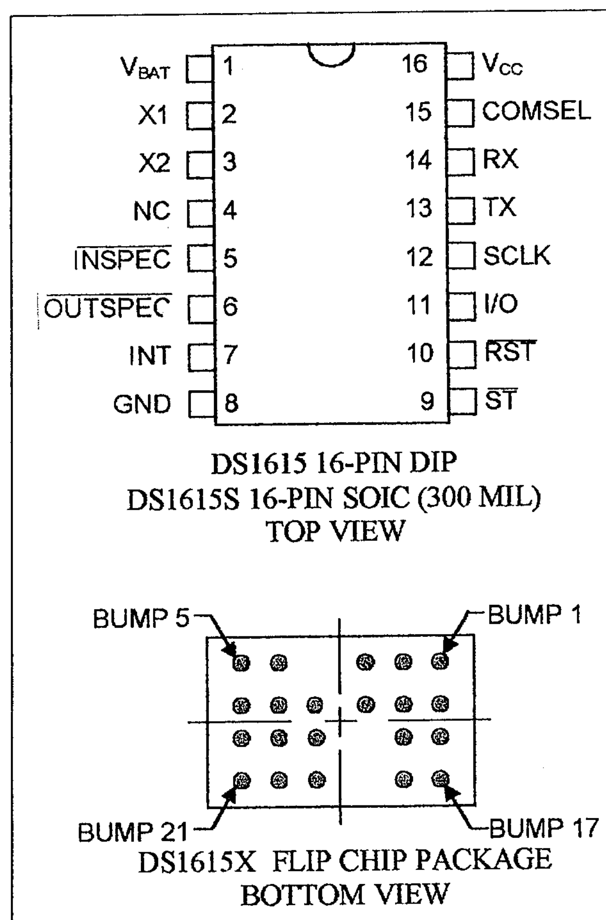
De DS1615 van Dallas Semiconductor bestaat uit een temperatuursensor, een real-time-klok en een data-logger met de mogelijkheid tot het opnemen van temperatuurhistogrammen. Dit IC is bedoeld voor het registreren van de temperatuur van de sensor over een bepaalde tijdsperiode. De gebruiker kan het aantal metingen per seconde instellen, zodat het IC geschikt is voor korte en lange registratieperioden. De geïntegreerde real-time-klok (RTC) telt seconden, minuten, uren, dag, datum, maand en jaar, en is bovendien uitgerust met schrikkeljaar-compensatie en een alarm-interrupt. De geïntegreerde temperatuursensor meet temperaturen van -40 °C tot +85 °C met een resolutie van 0,5 °C.
De DS1615 beschikt over een uitgebreide datalogger, die zowel de gemeten temperaturen opslaat als hiervan een histogram kan produceren. De histogram functie wordt gerealiseerd door de temperatuur te bemonsteren en de tellerwaarde te verhogen van een speciaal voor deze temperatuur bestemd dataregister. Hiervoor beschikt de DS1615 over 63 twee bytes brede datageheugens. Het

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

bemonsteren van de temperatuur gebeurt met intervallen van 1 minuut tot 255 minuten. De ingebouwde datalog functie slaat de gemeten temperatuurwaarden op met een door de gebruiker bepaald aantal metingen per tijdseenheid en schrijft de gegevens naar het Temperatuur Datalog geheugen. Er kunnen maximaal 2.048 meetwaarden worden opgeslagen.
De DS1615 heeft bovendien instelbare alarmdrempels waarmee men kan controleren of de temperatuur binnen het gewenste bereik blijft. Als deze drempelwaarden worden onder- of overschreden kan een interrupt of alarm-pen worden aangestuurd.
De besturing van de DS1615 gebeurt via een standaard seriële interface. Iedere chip kan worden voorzien van een individueel 64 bit breed serienummer voor identificatiedoeleinden.

Voornaamste eigenschappen

- digitale thermometer met een bereik van -40 °C tot +85 °C
- resolutie 0,5 °C
- nauwkeurigheid +/-2 °C
- real-time klok en kalender die in BCD-formaat seconden, minuten, uren, datum, maand, dag van de week en jaar registreert
- schrikkeljaar-compensatie en Y2K-compatibel
- volledig automatische temperatuursmeting met programmeerbare intervallen tussen 1 en 255 minuten
- opslagmogelijkheid voor 2.048 gemeten temperaturen in niet-vluchtige RAM
- programmeerbare hoge en lage alarmdrempels
- registreert het gemeten temperatuursverloop in een histogram in 63 datageheugens met 2 °C resolutie
- besturing via twee seriële interfaces, synchroon en asynchroon
- 3-draads synchrone interface
- asynchrone interface compatibel met standaard UART's
- geheugen gesplitst in 32 byte pagina's
- on-chip 16 bit CRC-generator voor leesoperaties in asynchrone communicatiemode
- optioneel uniek 64 bit serienummer

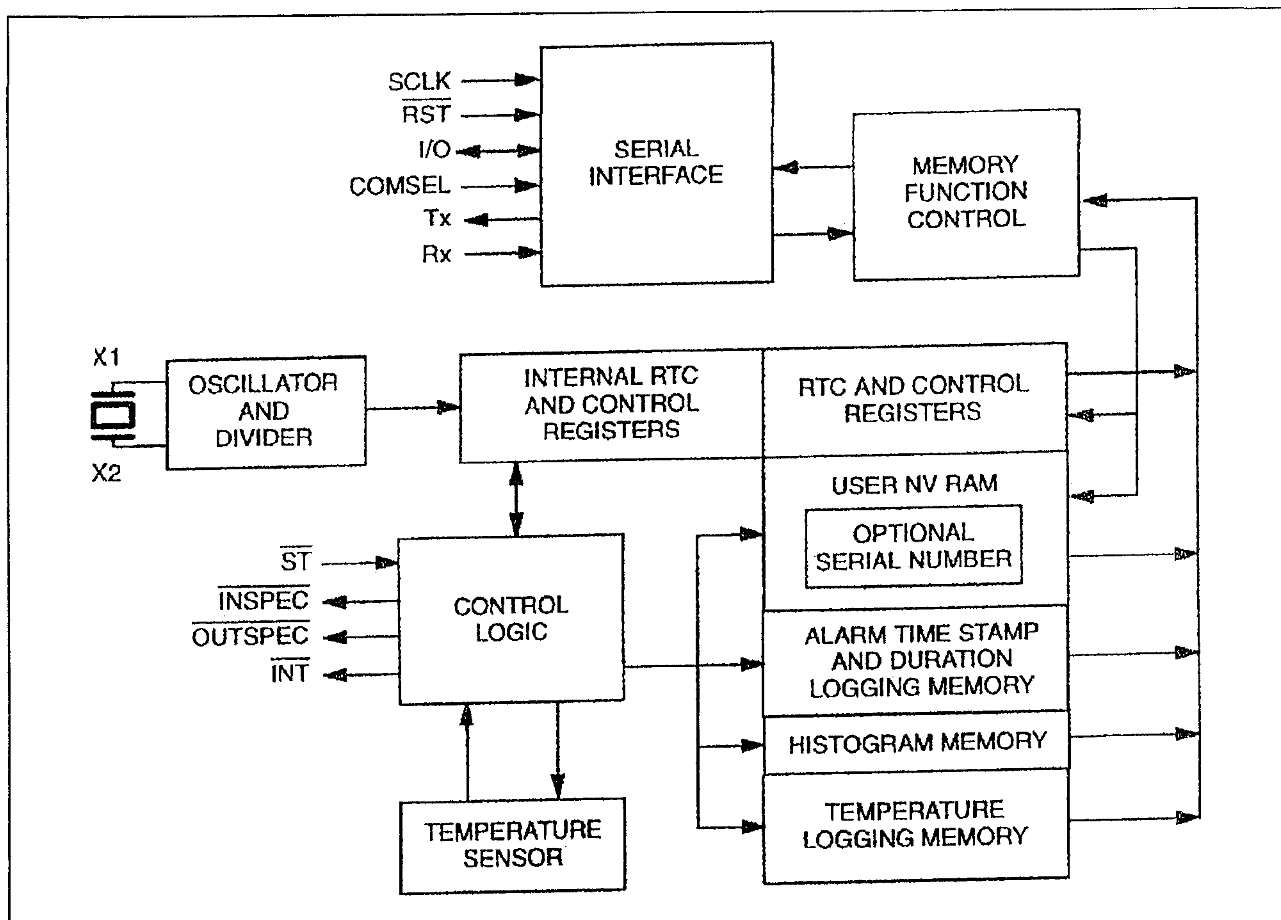


Figuur 19/3.3-39: Aansluitgegevens van de DS1615.

Technische gegevens

- fabrikant: Dallas Semiconductor
- behuizing: DIL-16, Flip Chip
- aansluitgegevens: figuur 19/3.3-39
- intern blokschema: figuur 19/3.3-40
- voedingsspanning V_{DD}: +4,0 V min., +5,5 V max.
- voedingsstroom: 2 mA typisch, 10 mA max.
- batterijspanning: 2,7 V min.
- batterij stand-by stroom: 200 nA max.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-40: Intern blokschema van de DS1615.

- logische "L": +0,8 V max.
- logische "H": +2,2 V min.
- ingangslekstroom: 1 μA max.
- ingangscapaciteit: 10 pF typisch
- meetbereik: 40 °C tot +85 °C
- nauwkeurigheid: +/-2,0 °C
- kristal capaciteit: 6 pF typisch
- asynchone data rate: 9,6 bit/s typisch
- timing parameters: figuur 19/3.3-41

Het blokschema

Het intern blokschema van de DS1615 is getekend in figuur 19/3.3-40. Het schema geeft duidelijk het verband weer tussen de diverse secties van de DS1615. Het IC telt vijf belangrijke blokken:

- de Real Time Clock (RTC) met een besturingsblok;
- het 32 byte breed User NVRAM met optioneel serienummer;
- het 96 byte breed alarm/duration-memory;
- het 128 byte breed histogram-RAM;
- het 2.048 byte breed temperature-logging-memory.

Het contact met de buitenwereld verloopt via de besturingslogica en de seriële interface. Een 32.768 kHz kristal levert de clock die het volledige systeem bestuurt. De rest van het blokschema bevat uiteraard veel geheugen dat ingedeeld is in pagina's van ieder 32 byte. De geheugen-map is, zie figuur 19/3.3-42, als volgt samengesteld:

- pagina's 0 en 1:
  de real-time clock en de besturingsregisters

3.3 Type-beschrijving “intelligente” temperatuur-sensoren

PARAMETER	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Delay from ST to $\overline{INSPEC}$ or $\overline{OUTSPEC}$ Active	t_{SS}			560	ms	
Delay from Specification to $\overline{INSPEC}$ or $\overline{OUTSPEC}$ Active	t_{CS}			560	ms	
Temperature Conversion Time	t_{CONV}		150	200	ms	
$\overline{INSPEC}$ and $\overline{OUTSPEC}$ Active Low Pulse Width	t_{SL}		62.5		ms	
$\overline{INSPEC}$ and $\overline{OUTSPEC}$ High Duration	t_{SH}		437.5		ms	
Data to SCLK Setup	t_{DC}	50			ns	3
SCLK to Data Hold	t_{CDH}	70			ns	3
SCLK to Data Delay	t_{CDD}			200	ns	3,4, 5
SCLK Low Time	t_{CL}	250			ns	3
SCLK High Time	t_{CH}	250			ns	3
SCLK Frequency	t_{CLK}	DC			MHz	3
SCLK Rise and Fall	t_R , t_F			2.0	ns	
RST $\overline{RST}$ to SCLK Setup	t_{CC}	1		500	Js	3
SCLK to RST $\overline{RST}$ Hold	t_{CCH}	60			ns	3
RST $\overline{RST}$ Inactive Time	t_{CWH}	1			Js	3
RST $\overline{RST}$ to I/O High Z	t_{CDZ}			70	ns	3, 7
SCLK to I/O High Z	t_{CCZ}			70	sn	3, 7

Figuur 19/3.3-41: Timing parameters van de DS1615.

- pagina 2:
  het niet-vluchtige user-RAM
- pagina 16:
  het persoonlijke serienummer
- pagina's 17 tot 19:
  de alarmeringstijdstippen en duur
- pagina's 64 tot en met 67:
  gereserveerd voor het temperatuurhisto-gram
- pagina's 128 tot 191:
  het temperatuur-loggeheugen

De niet vermelde pagina's zijn voor toekomstige opdrachten bedoeld.

Beschrijving van de pennen

- $\overline{INSPEC}$, In Specification Output
  Deze open-drain uitgang wordt gebruikt om samen met $\overline{OUTSPEC}$ de status van de DS1615 aan te geven. Met kan er eventueel een LED op aansluiten.
- $\overline{OUTSPEC}$, Out of Specification output
  Deze open-drain uitgang wordt gebruikt om samen met $\overline{INSPEC}$ de status van de DS1615 aan te geven. Men kan er eventueel een LED op aansluiten.
- $\overline{ST}$, Start Status Button Input
  Deze pen heeft twee functies. Indien hij wordt geactiveerd als datalog-startbron (SE-bit in controle-register “H”), wordt deze pen gebruikt om het IC te instrueren om temperatuurdata te registreren. Om een dergelijke cyclus te starten moet de $\overline{ST}$-pen minstens 0,5 seconde laag gehouden worden.
  Er is een externe pull-up weerstand noodzakelijk.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

ADDRESS		
0000H TO 001FH	RTC AND CONTROL REGISTERS	PAGE 0
0020H TO 003FH	(RESERVED)	PAGE 1
0040H TO 005FH	USER NV RAM	PAGE 2
0060H TO 0217H	(RESERVED FOR FUTURE EXTENSIONS)	PAGE 3 TO PAGE 16 (EXCLUDING LAST 8 BYTES OF PAGE 16)
0218H TO 021FH	SERIAL NUMBER (OPTIONAL)	PAGE 16 (LAST 8 BYTES)
00220H TO 027FH	ALARM TIME STAMPS AND DURATIONS	PAGE 17 TO PAGE 19
0280H TO 07FFH	(RESERVED FOR FUTURE EXTENSIONS)	PAGES 20 - 63
0800H TO 087FH	TEMPERATURE HISTOGRAM (63 BINS OF 2 BYTES EACH)	PAGE 64 TO PAGE 67
0880H TO 0FFFH	(RESERVED FOR FUTURE EXTENSIONS)	PAGES 68 - 127
1000H TO 17FFH	TEMPERATURE DATALOG MEMORY (64 PAGES)	PAGE 128 TO PAGE 191
1800H AND HIGHER	(RESERVED FOR FUTURE EXTENSIONS)	PAGE 192 AND HIGHER

Figuur 19/3.3-42: De geheugen map van de DS1615.

In de tweede plaats kan deze pen worden gebruikt om de status van de opgeslagen data te bekijken. Als het dataloggen is begonnen instrueert de $\overline{ST}$-pen de DS1615 om de status van de opgeslagen gegevens kenbaar te maken via de $\overline{INSPEC}$- en $\overline{OUTSPEC}$-pennen.

- X1, X2
  Tussen deze pennen wordt een standaard 32,768 kHz kristal aangesloten. Voor het bereiken van de maximale nauwkeurigheid moet een kristal worden gebruikt met een gespecificeerde belastingscapaciteit van 6 pF. De pennen X1 en X2 hebben een zeer hoge impedantie. Net als het kristal moeten zij op de print worden omringd door een zo groot mogelijk massavlak. HF-signalen moeten zo ver mogelijk uit de buurt van dit deel van het ontwerp worden gehouden!
- V_C
  Dit is de +5V voedingspen.
- V_{BAT}
  Aansluiting voor een standaard lithium-cel of een andere energiebron voor het laten lopen van de interne klok en kalender. Behalve het seriële interface-circuit worden alle functies door V_{BAT} overgenomen als de voedingsspanning onder de waarde van de batterijspanning valt. Wanneer geen batterij wordt toegepast, moet V_{BAT} met GND worden verbonden.
- GND
  Massa-aansluiting
- COMSEL, Communications Select Input
  Deze pen bepaalt of de seriële communicatie asynchroon of synchroon verloopt. Als COMSEL aan de voeding ligt verloopt de communicatie synchroon en vindt deze plaats via de pennen SCLK, I/O en $\overline{RST}$. Wanneer COMSEL aan de massa ligt verloopt de communicatie asynchroon via de pennen TX en RX. Ook als COMSEL open blijft, is de communicatie asynchroon, omdat de pen een interne pull-down weerstand heeft.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

- TX, Transmit output
  Dit is de zend-uitgang voor de asynchrone seriële communicatie.
- RX, Receive Input
  Dit is de ontvangst-ingang voor de asynchrone seriële communicatie.
- SCLK, seriële klokingang
  Deze pen is de seriële klokingang voor het 3-draads synchrone communicatie-protocol.
- I/O, Input/Output
  Deze pen levert of ontvangt het data ingangs- of uitgangssignaal voor het 3-draads synchrone communicatieprotocol.
- $\overline{RST}$, Reset
  Deze pen is de reset voor het 3-draads synchrone communicatieprotocol.
- $\overline{INT}$, Interrupt Output
  Deze pen is een open-drain uitgang die actief laag is en die kan worden verbonden met een interrupt-ingang van een microprocessor of -controller.
  De $\overline{INT}$-uitgang blijft laag zolang het betreffende statusbit aanwezig is en het betreffende interrupt-enable bit geset is.

De temperatuursensor

De temperatuursensor kan temperaturen tussen -40 °C en +85 °C meten met een resolutie van 0,5 °C en een nauwkeurigheid van +/-2 °C.

De gemeten temperatuur wordt met één byte weergegeven, beginnend met "L-L-L-L-L-L-L-L" voor -40 °C en eindigend met "H-H-H-H-H-L-H-L" voor +85 °C.

De actuele temperatuur kan men bepalen met de formule:

T (°C) = 0,5*(byte) - 40 °C

De gemeten temperatuur wordt op adres 11 in het Current Temperature Register op de eerste geheugen pagina opgeslagen voor verdere verwerking.

De temperatuur-waarden zijn geldig als het Temperature Ready (TR) bit geset is. Dit bit is alleen "L" als een meetwaarde net berekend is en in het geheugen wordt geschreven.

Data logging

In de mode Data Logging van de DS1615 worden de gemeten temperaturen vanaf adres 1000_{HEX} achter elkaar in het geheugen ingelezen tot de in totaal 2.048 registers allemaal gevuld zijn.

Het begin van een meetserie wordt gestart door het SE-bit van het Control Register op "L" te zetten, waardoor de $\overline{ST}$-ingangspen geblokkeerd wordt. De eerste waarde die in het Sample Rate Register wordt opgeslagen en niet gelijk aan nul is, start de meting. Set men echter het $\overline{SE}$-bit op "H" en schrijft men een Sample Rate niet gelijk aan nul in het overeenkomstige register, dan start men de recorder door de $\overline{ST}$-pen minimaal 0,5 is laag te maken.

Aan het begin van een meetcyclus wekken de uitgangen $\overline{INSPEC}$ en $\overline{OUTSPEC}$ vier "L"-pulsen op. Het Mission-In-Progress-bit (MIP) van het Status Register wordt "H" gemaakt. De meting kan gestopt worden door een "L" in het MIP-bit te schrijven.

Het tijdverloop vanaf begin van de meting tot aan de eerste temperatuur-acquisitie staat in minuten in het Start Delay Register (adres 12 en 13), dat door het seconden-register van de real-time clock eens per minuut wordt getriggerd.

De meetwaarde teller levert een carry af als de 2.048 registers beschreven zijn. Er bestaan twee mogelijkheden om op deze situatie te reageren. Men kan gebruik maken van het rollover feature door bit 3 van het Control Register "H" te maken. Dan overschrijven de nieuwe data de oude vanaf adres 1000_{HEX}. Een tweede mogelijkheid is het stoppen van de data-acquisitie zodra er 2.048 metingen zijn opgeslagen, zodat de oude gegevens niet verloren gaan. Hiervoor maakt men het rollover-bit RO "L".

De DS1615 noteert bij de eerste meting de stand van de real-time clock. De tijdstippen van de hierop volgende metingen moeten door de waarde van de Current Sample Counter en het sample-adres worden bepaald. Dit is bij uitgeschakelde carry geen probleem, in rollover-toepassing moet de ge-

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

bruiker echter het Session Sample Register analyseren. Deelt men deze waarde door 07FFHEX, dan krijgt men het aantal carries. Het is uit veiligheidsoverwegingen onmogelijk gemaakt om het geheugen van de temperatuur-waarden te overschrijven.

De histogram functie

Tijdens een meetcyclus berekent de DS1615 een histogram van de gemeten temperaturen. Hiervoor worden de vier Temperature Histogram Memory Pages op de adressen 0800HEX tot 087FHEX ingezet, zie figuur 19/3.3-43. Deze pagina's bevatten 63 16 bit brede tellers en kunnen tot 65.535 tellen. Iedere teller is gereserveerd voor een bepaald temperatuurbereik. Elk van deze tellers wordt met één verhoogd als de gemeten temperatuur binnen zijn bereik komt. Teller 0 is gereserveerd voor temperaturen van -40 °C tot -38,5 °C, teller 1 voor -38 °C tot -36,5 °C tot teller 62, die de metingen van +84 °C tot +85 °C opslaat. De tellers blijven in hun maximale stand staan als er meer dan 65.535 metingen zijn geregistreerd.

ADDRESS	REGISTER
800	-40□C Data Bin (LSB)
801	-40□C Data Bin (MSB)
802	-38□C Data Bin (LSB)
803	-38□C Data Bin (MSB)
804 □ 879	□
87A	82□C Data Bin (LSB)
87B	82□C Data Bin (MSB)
87C	84□C Data Bin (LSB)
87D	84□C Data Bin (MSB)
87E	Reserved (00h)
87F	Reserved (00h)

Figuur 19/3.3-43: De adressen van de histogram registers.

Temperature Alarm Logging

Er zijn toepassingen te bedenken waarbij het belangrijk is een overzicht te krijgen van het aantal keren dat een toegestane temperatuur onder- of overschreden is. De grenzen van het toegelaten temperatuurbereik worden opgeslagen in het Temperature Alarm Register op de adressen 000BHEX en 000CHEX. Als een gemeten temperatuur binnen het bereik valt, registreert de DS1615 geen temperatuuralarm. Als een gemeten temperatuur buiten het bereik valt zet het IC de Temperature High Flag (THF) of de Temperature Low Flag (TLF) in het statusregister op adres 0014HEX. De chip genereert een time stamp voor het tijdstip van de buiten bereik conditie en voor de duur van de overschrijding. Op pen $\overline{INT}$ ontstaat een interrupt als bij een overschrijding het bit Temperature High Interrupt Enable (THIE) of bij een onderschrijding het bit Temperature Low Interrupt Enable actief is.

ADDRESS	REGISTER
220	T1 Low Samples Counter LSB
221	T1 Low Samples Counter
222	T1 Low Samples Counter MSB
223	T1 Low Duration
224 □ 24B	□
24C	T12 Low Samples Counter LSB
24D	T12 Low Samples Counter
24E	T12 Low Samples Counter MSB
24F	T12 Low Duration
250	T1 High Samples Counter LSB
251	T1 High Samples Counter
252	T1 High Samples Counter MSB
253	T1 High Duration
254 □ 27B	□
27C	T12 High Samples Counter LSB
27D	T12 High Samples Counter
27E	T12 High Samples Counter MSB
27F	T12 High Duration

Figuur 19/3.3-44: De adressen van de registers die de time stamps voor alarmsituaties bevatten.

Deze gegevens worden genoteerd in de 48 byte brede adresbereiken 0220HEX tot 024FHEX voor onderschrijdigen en in de adresbereiken 0250HEX tot 027FHEX voor overschrijdingen. Men kan dus telkens twaalf afzonderlijke alarmgebeurtenissen en perioden vastleggen. Datum en tijd van de perio-

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

den bepaalt de DS1615 aan de hand van de Start Time Stamp en het meetinterval.
De adressen van al deze registers zijn samengevat in de tabel van figuur 19/3.3-44.

De $\overline{\text{INSPEC}}$- en $\overline{\text{OUTSPEC}}$-pennen

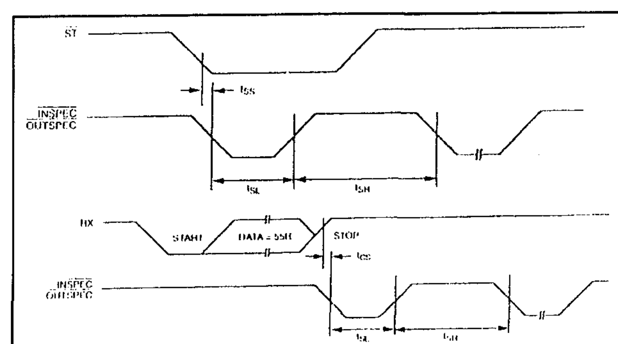
Deze twee pennen geven, door het genereren van smalle pulsjes, informatie over de status van de DS1615. Men zou bijvoorbeeld een groene LED kunnen sturen met het $\overline{\text{INSPEC}}$-signaal en een rode met het $\overline{\text{OUTSPEC}}$-signaal.
Als de gebruiker een meetcyclus start, verschijnen er op de beide uitgangen gelijktijdig vier pulsen die "L"-actief zijn. Vraagt men informatie over opgeslagen temperatuurdata en liggen deze waarden binnen het toegestane bereik, dan verschijnen er op de $\overline{\text{INSPEC}}$-pen vier "L"-pulsen. Is tenminste één waarde hoger of lager dan het bereik, dan pulst de $\overline{\text{OUTSPEC}}$-pen. Is de navraag na de start van de meetsessie, maar nog voor de eerste meting, dan verschijnen de vier pulsen afwisselend op beide pennen.
Alle pulsen zijn 62,5 ms breed en verschijnen per halve seconde. De timing van deze uitgangen is voorgesteld in figuur 19/3.3-45.

De klok, de kalender en het alarm

Toegang tot de in BCD-formaat opgeslagen tijd en kalender krijgt men door het schrijven of het lezen van de overeenkomstige register-bytes. De DS1615 kan werken in 12 of 24 uur modus (bit 6 van adres 09 van de RTC AND CONTROL PAGE). Bit 5 beslist over PM/AM respectievelijk de eerste of tweede urendecade.
De alarmregisters zijn in het geheugengebied 0007_{HEX} tot $000A_{HEX}$ ondergebracht.
De bit 7 (MS, MM, MH en MD) van deze registers vormen een vergelijkingsmasker dat bepaalt in hoeverre het alarmregister met het register van de RTC (0000_{HEX} tot 0003_{HEX}) moet overeenkomen om het alarm te activeren. Een wijziging van de alarmduur stopt de dataregistratie en reset het MIP-bit.
De samenstelling van dit masker is voorgesteld in de tabel van figuur 19/3.3-46.

De adressering van de registers

De S1615 bevat een heleboel 8 bit brede registers, waarvan er al een aantal genoemd zijn. In de tabel van figuur 19/3.3-47 wordt een algemeen overzicht gegeven van de adressen van deze registers en de functies die zij vervullen.



Figuur 19/3.3-45: De timing van de uitgangen $\overline{\text{INSPEC}}$ en $\overline{\text{OUTSPEC}}$.

ALARM REGISTER MASK BITS (BIT 7)				
SECONDS	MINUTES	HOURS	DAYS	
1	1	1	1	Alarm once per second
0	1	1	1	Alarm when seconds match
0	0	1	1	Alarm when minutes and seconds match
0	0	0	1	Alarm when hours, minutes, and seconds match
0	0	0	0	Alarm when day, hours, minutes, and seconds match

Figuur 19/3.3-46: De samenstelling van het masker van de alarm registers.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

ADDRESS	BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0	FUNCTION
00	0	10 Seconds			Single Seconds				Real Time Clock Registers
01	0	10 Minutes			Single Minutes				
02	0	12/24	10 h A/P	10 h	Single Hours				
03	0	0	0	0	0	Day Of Week			
04	0	0	10 Date		Single Date				
05	0	0	0	10 m.	Single Month				
06	10 Years				Single Years				
07	MS	10 Seconds Alarm			Single Seconds Alarm				Real Time Alarm Clock
08	MM	10 Minutes Alarm			Single Minutes Alarm				
09	MH	12/24	10 h A/P	10 h alm	Single Hours Alarm				
0A	MD	0	0	0	0	Day Of Week Alarm			
0B	Low Temperature Threshold								Temperature Alarm
0C	High Temperature Threshold								
0D	Number Of Minutes Between Temperature Conversions								Sample Rate
0E	$\overline{EOSC}$	CLR	0	SE	RO	TLIE	THIE	AIE	Control
0F	(reads 00h)								Reserved
10	(reads 00h)								Reserved
11	Current Temperature								Temperature
12	Start Delay Register (LSB)								Start Delay
13	Start Delay Register (MSB)								Start Delay
14	TR	MEM CLR	MIP	SIP	LOBAT	TLF	THF	ALMF	Status
15	Minutes								Start Time Stamp
16	Hours								
17	Date								
18	Month								
19	Year								
1A	Low Byte								Current Samples Counter
1B	Medium Byte								
1C	High Byte								
1D	Low Byte								Total Samples Counter
1E	Medium Byte								
1F	High Byte								
20-3F	(Read 00H)								Reserved

Figuur 19/3.3-47: De adressen van alle registers van de RTC en CONTROL pagina's.

In de volgende paragrafen worden een paar van deze register-bits besproken.

- TLIE, adres 0EHEX, bit 2
  Dit Temperature Low Interrupt Enable bit zal, als er een "H" in wordt geschreven, de Temperature Low Flag (TLF) in het Status register de $\overline{INT}$ laten beïnvloeden. Als er een "L" naar wordt geschreven heeft TLF geen invloed op $\overline{INT}$.
- THIE, adres 0EHEX, bit 1
  Dit Temperature High Interrupt Enable bit zal, als er een "H" in wordt geschreven, de Temperature High Flag (THF) in het Status register de $\overline{INT}$ laten beïnvloeden. Als er een "L" naar wordt geschreven heeft THF geen invloed op $\overline{INT}$.
- AIE, adres 0EHEX, bit 0
  Dit Alarm Interrupt Enable bit zal, als er een "H" in wordt geschreven, de Alarm Flag (ALMF) in het Status register de $\overline{INT}$ laten beïnvloeden. Als er een "L" naar wordt geschreven heeft ALMF geen invloed op $\overline{INT}$.
- $\overline{EOSC}$, adres 0EHEX, bit 7
  Dit Enable Oscillator bit zet de oscillator in de batterij-backup mode.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

COMMAND	FUNCTION	DESCRIPTION
22h	Write Byte	Write one byte to RTC, Control registers, and User NV RAM
33h	Read Page	Read Page
44h	Specification Test	Poll status of temperature extremes
55h	Read Temperature	Instructs DS1615 to immediately measure the temperature and store the result in the Current Temperature register when MIP = 0.
A5h	Clear Memory	This command clears the datalog, histogram, Temperature Alarm, Current Samples, Start Time Stamp, Start Delay, and Sample Rate registers when the Clear Enable bit (CLR) in the Control register is set to a one.

Figuur 19/3.3-48: Samenvatting van de beschikbare instructies.

Als dit bit "L" is, is de oscillator actief. Is dit bit "H", dan wordt de oscillator uitgeschakeld en gaat de temperatuurrecorder in de stroombesparende standby modus waarbij het stroomverbruik gereduceerd wordt tot ongeveer 100 nA.

- CLR, adres OEHEX, bit 6
  Dit bit geeft de opdracht Clear Memory. Na het wissen wordt het bit op "L" gezet.
- AIE, adres OEHEX, bit 0
  Alarm Interrupt Enable maakt het mogelijk dat het Alarm Flag (ALMF) een $\overline{\text{INT}}$-signaal genereert.
- MEM CLR, adres 14HEX, bit 6
  Memory Clear geeft aan dat de geheugens voor Datalog, Histogram, Temperature Alarm, Current Samples, Start Time Stamp, Start Delay en Sample Rate register gewist zijn. Bij de start van een meetcyclus wordt MEM CLR "L".
- SIP, adres 14HEX, bit 4
  Dit Sample in Progress bit is actief als er op dat moment een meetwaarde wordt verwerkt.
  Dit duurt maximaal 750 ms.
- LOBAT, adres 14HEX, bit 3
  Deze Low Battery Flag wordt actief als de Lithium-batterij leeg begint te raken en de spanning onder een intern geprogrammeerde drempel zakt.
- ALMF, adres 14HEX, bit 0
  Het Alarm Flag bit wordt actief als de momentele tijd en de in het alarmregister ingestelde tijd met elkaar overeenkomen. Als het AIE-bit actief is, wordt $\overline{\text{INT}}$ "L". Maakt men AIE laag, dan wordt ook ALMF gereset.
- RO, adres OEHEX, bit 3
  Dit bit bepaalt of de data logging functie van de DS1615 gegevens blijft schrijven naar het datalog geheugen als deze geheugens volledig gevuld zijn. Als dit bit "H" is worden de oude gegevens overschreven door de nieuwe gegevens. Is dit bit "L", dan worden geen nieuwe gegevens opgenomen als de geheugens vol zijn.
- $\overline{\text{SE}}$, adres 0EHEX, bit 4
  Dit bit schakelt de startfunctie van de $\overline{\text{ST}}$-ingang in of uit. Als dit bit "H" is, kan men de data logging functie starten via pen $\overline{\text{ST}}$. Is dit bit "L", dan start de data loging als er een niet-nul waarde naar het Sample Rate register wordt geschreven.
- TR, adres 14HEX, bit 7
  Dit Temperature Ready bit geeft informatie over de status op de ingelezen temperatuur in het Current Temperature register. Dit bit wordt "H" als de DS1615 een meetcyclus heeft uitgevoerd en de gemeten temperatuur in het register heeft ingelezen.
- MIP, adres 14HEX bit 5

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

Dit Mission In Progress bit geeft de sampling status van de chip weer. Als dit bit "H" is de chip bezig met een data logging.

De instructies

Iedere communicatie met de chip start door het schrijven van een opdracht naar de DS1615, die indien nodig door parameter byte(s) wordt gevolgd.
Er bestaan in totaal vijf opdrachten, die nu worden toegelicht en zijn samengevat in de tabel van figuur 19/3.3-48.

- WRITE BYTE, 22HEX
  De controller schrijft een byte naar in de RTC, het Control Register en het niet-vluchtige gebruikers-RAM. Na de schrijfopdracht volgt het adres. Als derde byte wordt de datum verzonden. De chip geeft geen antwoord.
- READ BYTE, 33HEX
  De controller verzendt een Read-opdracht gevolgd door 16 adresbits met het MSB eerst. De DS1615 antwoordt met de inhoud van de gekozen pagina plus 2 CRC-bytes voor de redundantie-check. In asynchrone mode wordt TX na het laatste register inactief, terwijl in synchrone mode het verzenden wordt herhaald zolang de seriële interface een kloksignaal afgeeft.
- SPECIFICATION TEST, 44HEX
  Na deze door de controller gegeven opdracht antwoordt de DS1615 met vier laag-pulsen op pen $\overline{\text{INSPEC}}$ of pen $\overline{\text{OUTSPEC}}$, afhankelijk van het feit of de gemeten temperatuur al dan niet binnen het ingestelde temperatuurgebied ligt.
- READ TEMPERATURE, 55HEX
  Na deze door de controller gegeven opdracht leest de DS1615 de actuele temperatuur en slaat deze op in het Current Temperature Register, onder de voorwaarde dat MIP "L" is. De temperatuurwaarde wordt echter niet in het Datalog of Histogram geheugen opgenomen. Na de opdracht moet het TR-bit geanalyseerd worden om het einde van het proces te kunnen bepalen.
- CLEAR MEMORY (A5HEX)
  Na deze opdracht door CLR en de overdracht hiervan worden de geheugens voor Datalog, Histogram, Temperature Alarm, Current Samples, Start Time Stamp, Start Delay en Sample Rate Register gewist.

De communicatie

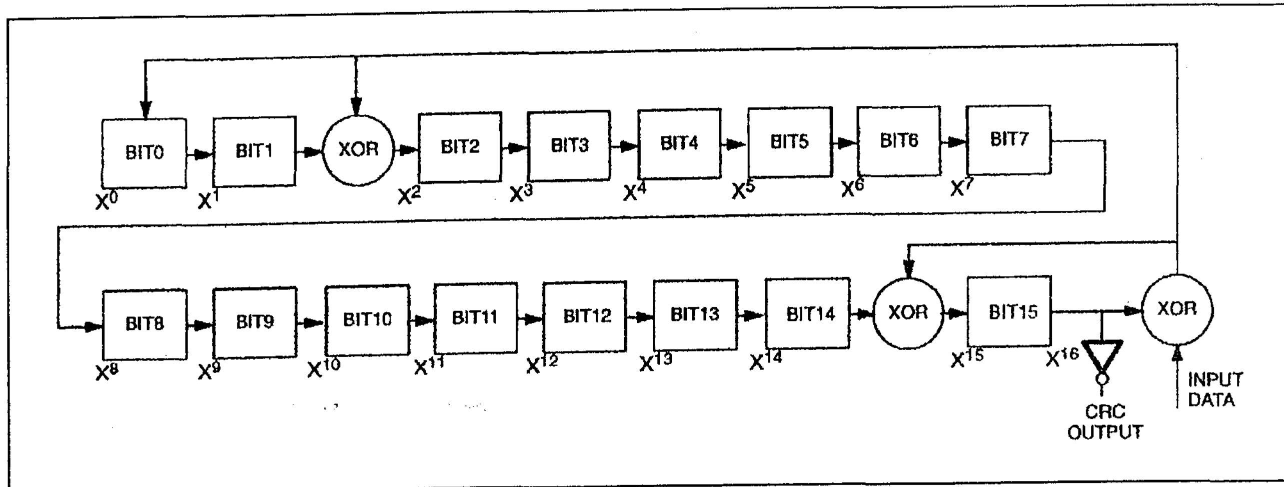
De DS1615 kent twee verschillende manieren van communicatie, die worden geselecteerd door de Communication Select Input (COMSEL): synchrone respectievelijk asynchrone communicatie. Beide protocollen verzenden eerst het LSB en aansluitend het MSB.

- Synchroon
  Als COMSEL "H" is verloopt de communicatie (met $\overline{\text{RST}}$ = "H") over de seriële kloklijn SCLK en de datalijn I/O. Na een lees- of schrijfopdracht volgt het adres en tot slot de data.
  De maximale gegevensoverdrachtsnelheid bedraagt 2 Mbps.
  In synchrone mode kan de communicatie gewoon met de $\overline{\text{RST}}$-lijn gereset worden.
- Asynchroon
  Met COMSEL aan "L" of open wordt het asynchrone protocol geselecteerd. De DS1615 communiceert dan over een half-duplex data-interface met een snelheid van 9600 baud. Het protocol bevat een start- en een stopbit. De data-ingang van de DS1615 wordt met RX en de data-uitgang met TX aangegeven. Bij de communicatie in asynchrone mode vindt een CRC (Cyclic Redundancy Check) plaats. Zou de communicatie om de een of andere reden niet succesvol verlopen, dan herkent de DS1615 dit aan het ontbrekende stopbit of aan een meer dan tien bittijden durende ontvangstonderbreking en reset dan automatisch het communicatieproces.

De Cyclic Redundancy Check (CRC)

Deze test wordt gebruikt voor het controleren van de uitgezonden data in asynchrone modus.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

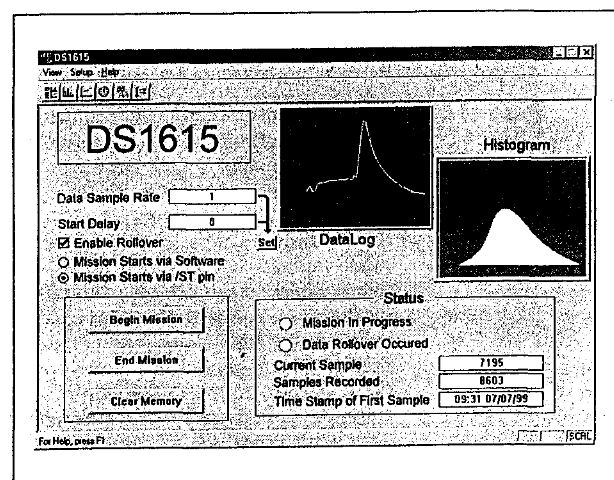


Figuur 19/3.3-49: Het schema van de polynomiaal-generator voor het genereren van de CRC-som.

De CRC bestaat uit een 16 bit breed woord dat na de gegevens wordt verstuurd. De samenstelling van dit woord wordt gegeven door de formule:
CRC = $X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$
De code-generator wordt voorgesteld in figuur 19/3.3-49. De code wordt gegenereerd door eerst alle bits van het schuifregister naar "L" de resetten en nadien de gegevens in het schuifregister in te lezen.

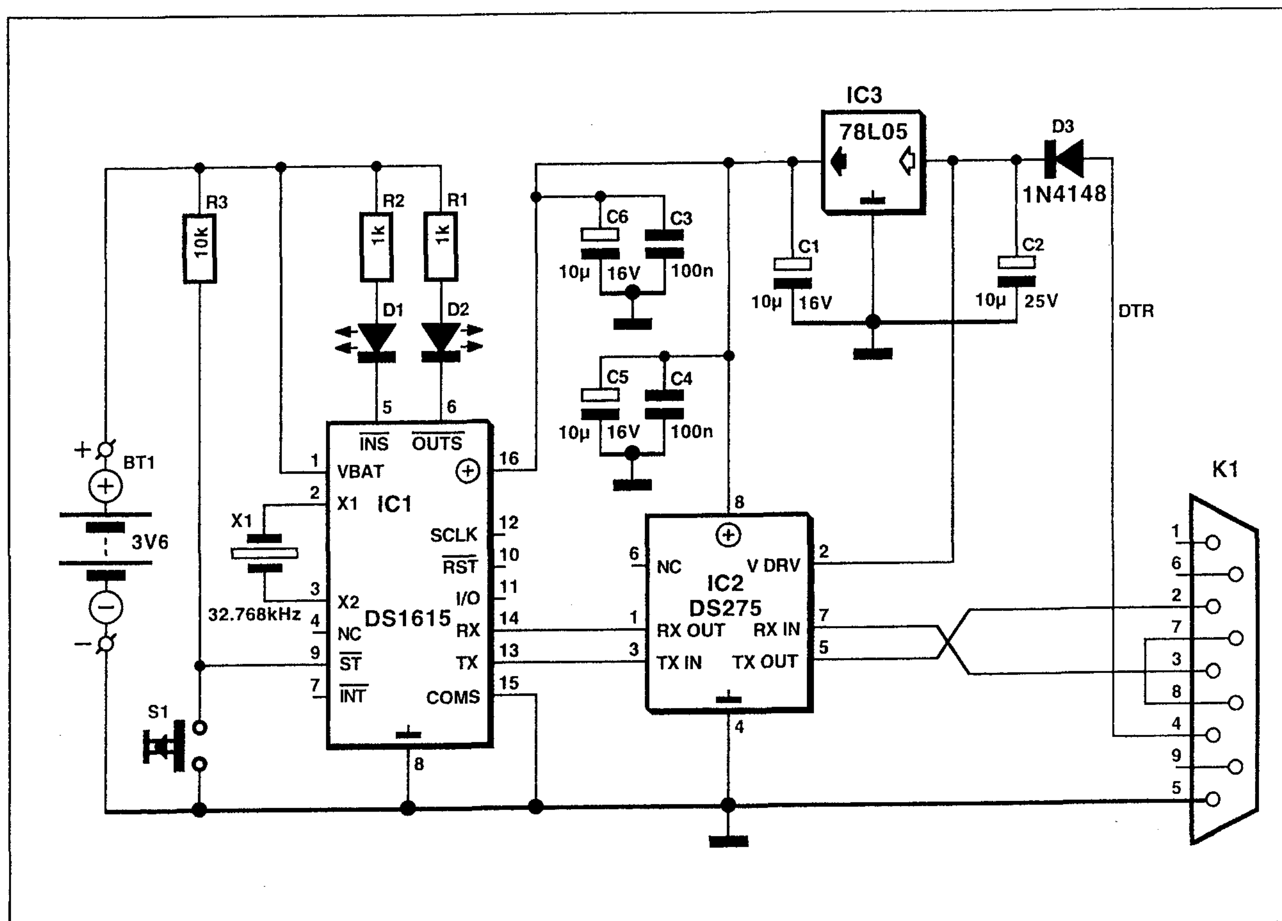
Evaluatie kit
Dallas stelt een evaluatie-kit ter beschikking waarmee de registers, geheugens, datum, alarm en drempel-waarden van de DS1615 kunnen worden geprogrammeerd. De kit bevat een printje met een DS1615 die met een sub-D-connector is verbonden, een paar extra onderdelen, een RS232-kabel en software onder Windows 95/98 die via het Internet ter beschikking wordt gesteld. In figuur 19/3.3-50 wordt een impressie gegeven van het werkvenster van deze software.
Het schema van de evaluatie-kit is getekend in figuur 19/3.3-51.

Via de DS275 verloopt de seriële communicatie met de PC. Dit IC zet de symmetrische RS-232 spanningen om in unipolaire signalen en vice versa.



Figuur 19/3.3-50: Het werkvenster van de bij de DS1615 geleverde Windows-software.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren



Figuur 19/3.3-51: Het schema van de door Dallas ontwikkelde evaluatie-kit.

3.3 Type-beschrijving "intelligente" temperatuur-sensoren

19/4

Thermokoppel-versterkers

Inhoud

19/4.1

Achtergrond-informatie

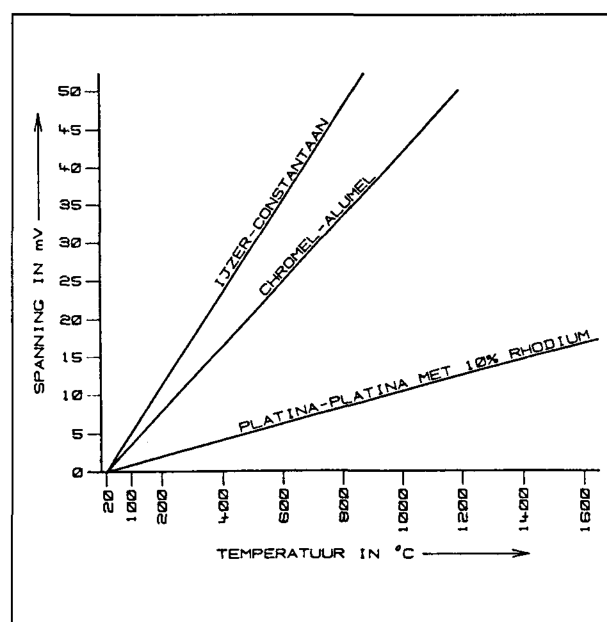
Inleiding

Als de temperatuursensoren het laten afweten...

Vor het nauwkeurig elektronisch meten van temperaturen worden diverse uitstekende geïntegreerde schakelingen aangeboden. De vraag kan dan ook gesteld worden waarom men tegenwoordig zou terug grijpen op de in principe ouderwetse methode van thermokoppels.
Het antwoord op deze vraag is zeer eenvoudig. De geïntegreerde temperatuursensoren werken in een zeer beperkt temperatuurgebied, dat zelfs bij de meest breeddenkende IC's niet verder gaat dan van ongeveer -50 °C tot ongeveer +150 °C. In de industrie wordt men echter vaak geconfronteerd met procestemperaturen tussen -200 °C en +1.000 °C. Wil men deze temperaturen meten en regelen, dan zal men dus wel gebruik moeten maken van thermokoppels, die niet alleen in staat zijn dergelijke temperaturen goed te verdragen, maar ook nauwkeurig te meten.

Het principe van een thermokoppel

Een thermokoppel bestaat uit twee star aan elkaar verbonden draden die vervaardigd zijn uit twee verschillende metalen of metaallegeringen. Door het verschillend aantal vrije elektronen in de buitenste elektronenschillen ontstaat een potentiaal verschil op de plaats waar de twee metalen star aan elkaar bevestigd zijn.
Dit potentiaal verschil uit onder de vorm van een zeer kleine spanning in het µV-bereik, die tussen de twee draden van het thermokoppel gemeten kan worden.
Dit verschijnsel is in de fysica bekend onder de naam "Seebeck-EMK".
De grootte van deze spanning is niet alleen afhankelijk van de twee legeringen waaruit de draden getrokken zijn, maar ook van de temperatuur. Het verband tussen temperatuur en de spanning over het thermokoppel is zelfs zeer lineair over een groot temperatuurbereik. Zie als voorbeeld de grafiek van figuur 19/4.1-1, waarin dit verband is uitgezet voor drie verschillende soorten thermokoppels.



Figuur 19/4.1-1: Het verband tussen temperatuur en uitgangsspanning voor een aantal thermokoppels.

4.1 Achtergrond-informatie

LEGERINGEN	TEMPERATUURBEREIK (°C)	SPANNING (µV/°C)	ANSI-CODE
KOPER-CONSTANTAAN	-184 tot +400	44,5	T
CHROMEL-ALUMEL	-184 tot +1.260	40,4	K
IJZER-CONSTANTAAN	-184 tot +760	51,7	J
CHROMEL-CONSTANTAAN	0 tot +982	76,4	E

Figuur 19/4.1-2: De specificaties van vier in de praktijk bruikbare thermokoppel verbindingen.

Op deze manier kan men vrij nauwkeurig zeer hoge en zeer lage temperaturen meten.

Soorten thermokoppels

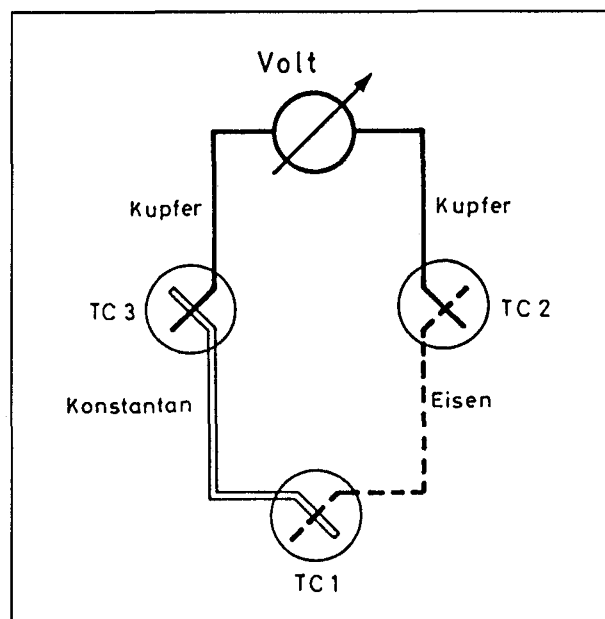
Door het toepassen van speciale legeringen voor de twee draden van het thermokoppel kan men het verband tussen de koppelspanning en de temperatuur verder lineariseren. Bovendien kan men door de keuze van geschikte combinaties van legeringen de waarde van de spanning zo hoog mogelijk opvoeren.
In de praktijk hebben zich vier combinaties als praktisch bruikbaar ontwikkeld:
- koper-constantaan;
- chromel-alumel;
- ijzer-constantaan;
- chromel-constantaan.

De specificaties van deze vier bruikbare thermokoppels zijn samengevat in figuur 19/4.1-2.

De ANSI-codes T, K, J en E zijn internationaal gestandaardiseerd en worden overal in de industrie gebruikt. Men spreekt dan ook in de praktijk bijvoorbeeld van een type-K thermokoppel.

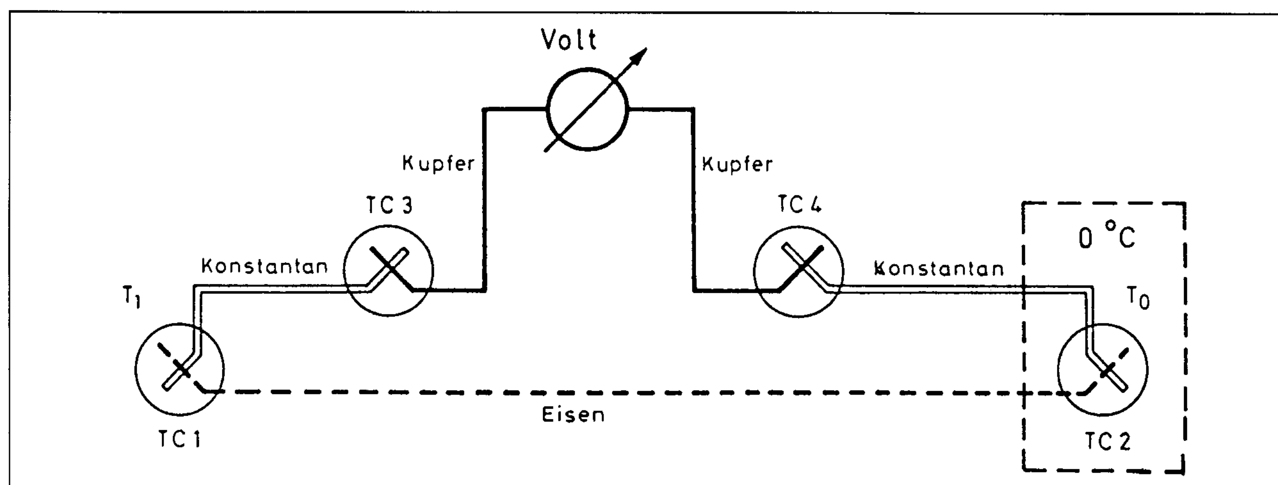
Het koude-las probleem

Bij het praktisch toepassen van een thermokoppel doet zich echter een enorm groot probleem voor. De twee draden van het thermokoppel moeten met "iets" verbonden worden. Dat "iets" is steeds een meet- en/of versterkerschakeling. De ingangen van deze schakeling bestaan steeds uit twee contactpunten van koper. Als men de twee draden van het thermokoppel star met deze koperen punten verbindt, dan ontstaan uiteraard op deze plaatsen twee nieuwe thermokoppels! Deze situatie is geschetst in figuur 19/4.1-3.



Figuur 19/4.1-3: Het probleem van de koude lassen schematisch toegelicht.

4.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/4.1-4: Het principe van de koude las compensatie.

Zoals uit dit schema blijkt, staan de drie thermokoppels in serie. Bij het toepassen van een type-J thermokoppel ontstaan twee niet gewenste thermokoppels, namelijk een ijzer-koper koppel en een constantaan-koper koppel.
Het probleem is dat de koppelspanningen niet per definitie dezelfde polariteit hebben. Maar bovendien is het absoluut uitgesloten dat zij alle drie op dezelfde temperatuur staan. In de meeste gevallen zullen de twee ongewenste thermokoppels TC2 en TC3 op de omgevingstemperatuur staan, die in industriële omstandigheden kan variëren tussen ongeveer -20 °C en +60 °C.
De spanning die aan de ingang van de meet- of versterkerschakeling staat is dus niet alleen afhankelijk van de temperatuur die met TC1 gemeten moet worden, maar ook van de omgevingstemperatuur.
Bovendien zullen de thermospanningen die door de koppels TC2 en TC3 worden gegenereerd de lineariteit van de meting nadelig beïnvloeden.

Koude las compensatie

Het is theoretisch onmogelijk de twee ongewenste thermokoppels uit de schakeling te verwijderen. Men moet dus een compensatie-systeem verzinnen, waarvan het principe wordt voorgesteld in figuur 19/4.1-4.

Men maakt gebruik van twee identieke thermokoppels, in dit geval ijzer-constantaan. Het ene koppel, TC1, is het meetkoppel dat op de te meten temperatuur staat. Het tweede koppel, TC2, wordt op een constante temperatuur gehouden. In de meeste gevallen stelt men deze referentietemperatuur op 0 °C. De twee ongewenste thermokoppels, die ontstaan door het aansluiten van de sensor op het meetsysteem hebben nu, zoals duidelijk uit de tekening blijkt, dezelfde samenstelling, namelijk ijzer-koper. Bovendien staan deze thermokoppels in anti-serie geschakeld, zodat de thermospanningen zich van elkaar aftrekken. Als men er voor zorgt dat beide thermokoppels steeds op dezelfde temperatuur staan, heeft men dus geen last van deze koppelspanningen. Zij zijn dan steeds even groot en elimineren elkaar.

Vervolgens moet men uiteraard nog de aanwezigheid van het koude thermokoppel TC2 in rekening brengen. Doordat dit koppel op een constante temperatuur staat zal ook de koppelspanning constant zijn. Zorgt men er bovendien voor dat de koppeltemperatuur gestabiliseerd blijft op 0 °C, dan is de uiteindelijke spanning alleen afhankelijk van de spanning die door het thermokoppel TC1 wordt gegenereerd. Bovendien heeft men dan meteen een Celsius-schaal geïntrodu-

ceerd. Dat is logisch, want als het thermokoppel TC1 op 0 °C staat, dan zal het volledige systeem 0 V genereren. Een temperatuur van 0 °C komt dus overeen met een uitgangsspanning van 0 V, zodat de meetschakeling rechtstreeks een meetinstrument met een Celsius-schaal kan aansturen.

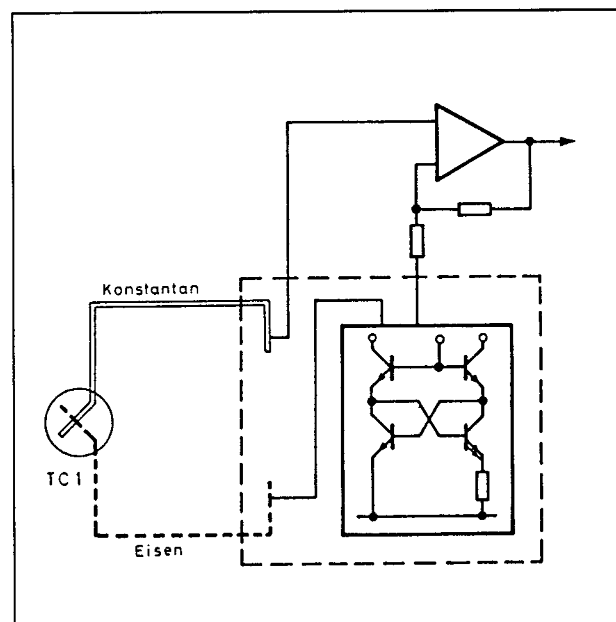
Elektronische koude las compensatie

Het voorgestelde compensatieprincipe werd vroeger steeds toegepast. Maar uiteraard is het op een constante temperatuur van 0 °C houden van een thermokoppel niet erg praktisch. Gelukkig komt de elektronica daarbij ter hulp. Een IC-fabrikant als Analog Devices brengt IC's op de markt, die speciaal ontwikkeld zijn voor het elektronisch compenseren van de koude las problemen en het introduceren van een offset, zodat de uitgangsspanning precies 0 V bedraagt als het meetkoppel op 0 °C staat.

Het principe van de elektronische compensatie is getekend in figuur 19/4.1-5. Het meetkoppel TC1 wordt rechtstreeks op de koperen ingangen van het IC aangesloten. In het IC is een speciale, gepatenteerde schakeling ondergebracht die een spanning genereert die proportioneel is met de omgevingstemperatuur waarop het IC staat. Deze schakeling is geijkt naar de specificaties van het gebruikte thermokoppel. De door de schakeling gegenereerde spanning staat in serie met de thermokoppel spanning. Op deze manier wordt de spanning die het koude thermokoppel in het systeem zou introduceren volledig nagebootst.

Wat dus aan de ingang van de meetversterker wordt aangeboden is niets anders dan de uitgangsspanning van het meetkoppel.

Uit de bespreking van dit principe zal duidelijk zijn dat de compensatieschakeling op precies dezelfde temperatuur moet staan als de twee thermokoppels die ontstaan door het aansluiten van het meetkoppel op het IC. Dit stelt speciale eisen aan de opbouw van de ingangsschakeling.
Dit wordt echter besproken in hoofdstuk 19/4.2, de type-beschrijving.



Figuur 19/4.1-5: Het principe van de elektronische koude las compensatie.

19/4.2

Type-beschrijving

AD 594

Thermokoppel-versterker voor type-J koppels

De AD 594 bevat een volledige instrumentatie-versterker met koude las compensator voor gebruik met type-J koppels. De schakeling is geijkt met een schaal van 10 mV/°C en heeft een lage-impedantie spanningsuitgang.

Het IC is uitgerust met een alarm-schakeling, die geactiveerd wordt als een of beide aansluitingen van het thermokoppel onderbroken worden.

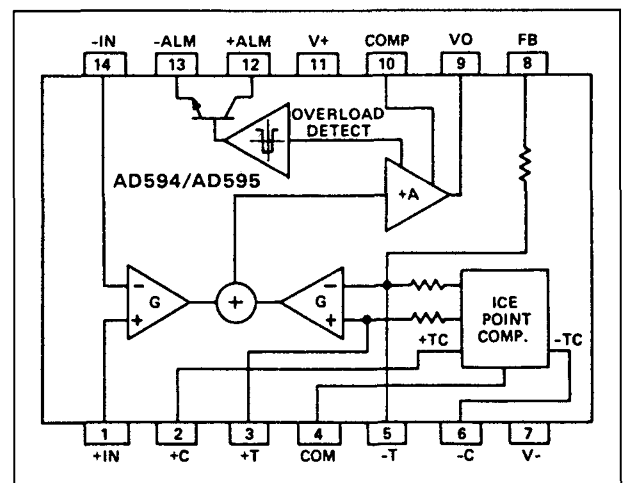
Deze alarm-uitgang kan rechtstreeks TTL-schakelingen aansturen. In principe kan de schakeling uit een enkele voedingsspanning van +5 V gevoed worden, maar voor het meten van negatieve temperaturen moet symmetrisch gevoed worden.

Om de eigen opwarming van het IC te voorkomen, waardoor er temperatuurverschillen tussen de koude las compensator in de chip en de aansluitingen van het thermokoppel bij de chip zouden ontstaan, is het eigen stroomverbruik van de chip gereduceerd tot 160 μA.

Toch kan het IC stromen van +/-5 mA aan de belasting leveren.

Hoewel de schakeling volledig door middel van laser-trimming wordt gecalibreerd op schaalfactor, nulpunt en compensatie, zijn aansluitingen aanwezig waarop weerstanden aangesloten kunnen worden voor het hercalibreren van de chip.

De AD 594 wordt geleverd in twee versies met verschillende nauwkeurigheden: de AD 594A en de AD 594C.



Figuur 19/4.2-1: Intern blokschema en aansluitgegevens van de AD 594.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-1
- intern blokschema: figuur 19/4.2-1
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300 μA max.
- transfer-functie: 10 mV/°C
- calibratie-fout:
  AD 594A: +/-3 °C
  AD 594C: +/-1 °C
- stabiliteit:
  AD 594A: +/-0,05 °C/°C
  AD 594C: +/-0,025 °C/°C
- fout op versterking:
  AD 594A: +/-1,5 %
  AD 594C: +/-0,75 %
- specificaties versterker
  - versterking: 193,4x

4.2 Type-beschrijving

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV
- 200	- 7.890	- 1523
- 180	- 7.402	- 1428
- 160	- 6.821	- 1316
- 140	- 6.159	- 1188
- 120	- 5.426	- 1046
- 100	- 4.632	- 893
- 80	- 3.785	- 729
- 60	- 2.892	- 556
- 40	- 1.960	- 376
- 20	- .995	- 189
- 10	- .501	- 94
0	0	3.1
10	.507	101
20	1.019	200
25	1.277	250
30	1.536	300
40	2.058	401
50	2.585	503
60	3.115	606
80	4.186	813
100	5.268	1022
120	6.359	1233
140	7.457	1445
160	8.560	1659
180	9.667	1873
200	10.777	2087
220	11.887	2302
240	12.998	2517
260	14.108	2732
280	15.217	2946
300	16.325	3160
320	17.432	3374
340	18.537	3588
360	19.640	3801
380	20.743	4015
400	21.846	4228
420	22.949	4441
440	24.054	4655
460	25.161	4869
480	26.272	5084

Figuur 19/4.2-2: Verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning van de AD 594.

- biasstroom: 0,1 µA
- differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning: ($-V_b$ + 2,5) V tot ($+V_b$ - 2) V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-15 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1 µA max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 19/4.2-2

Functie-beschrijving

Het thermokoppel wordt aangesloten tussen de pennen 1 en 14. Deze zijn intern rechtstreeks aangesloten op de ingangen van een differentiële versterker. Deze configuratie zorgt ervoor dat symmetrische stoorsignalen, zoals 50 Hz brom, volledig onderdrukt worden. De uitgangsspanning van de verschilversterker wordt via een mengtrap naar de ingang van de hoofdversterker gevoerd. Het uitgangssignaal van deze trap (pen 9) wordt via pen 8 teruggekoppeld en naar de ingang van een tweede, identieke verschilversterker geleid. Deze werkt inverterend ten opzichte van de eerste verschilversterker. De tweede verschilversterker wordt gestuurd uit de koude las compensator. De volledig teruggekoppelde schakeling van de twee verschilversterkers, de sommeertrap en de koude las compensator zorgt voor het lineaire verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning. De alarm-schakeling stuurt een open-collector transistor, waarvan de emitter en de collector beschikbaar staan op de pennen 12 en 13.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/4.2-3:

Aanbevolen lay-out van de printplaat rond de AD 594. De chip-temperatuur en de temperatuur van de printplaat worden thermisch verder geleid naar de printsporen onder de pennen 1 en 14. De twee aansluitpunten voor de twee draden van het thermokoppel moeten zo dicht mogelijk bij het IC worden aangebracht. Op deze manier wordt de noodzakelijke temperatuurgelijkheid tussen

4.2 Type-beschrijving

chip en aansluitpunten zo goed mogelijk gegarandeerd.

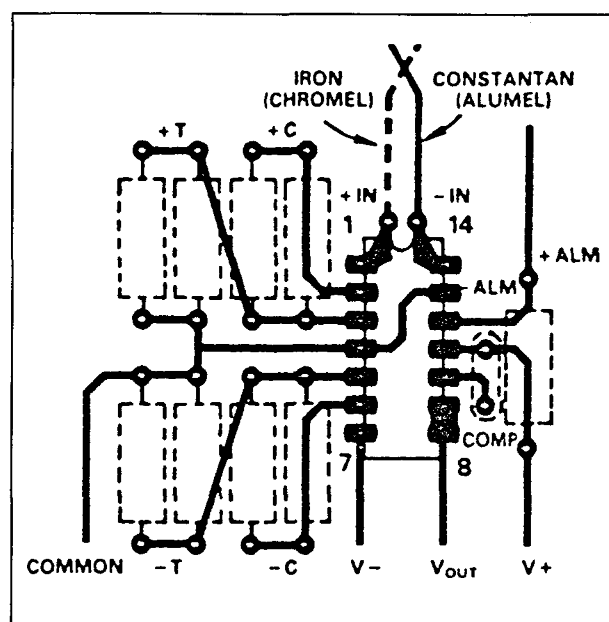
– figuur 19/4.2-4:
Basis-schema van de AD 594 met enkelvoudige voeding van +5 V. Deze schakeling is bruikbaar voor het meten van temperaturen tussen 0 °C en +300 °C. Hoewel voedingsspanningen tussen +5 V en +30 V toelaatbaar zijn, wordt aanbevolen op +5 V te werken. Dit vanwege de dan minimale eigen opwarming van de chip.

– figuur 19/4.2-5:
Basis-schema van de AD 594 met symmetrische voedingen van maximaal +/-18 V. Met deze schakeling kan men negatieve temperaturen meten en positieve temperaturen tot +1.000 °C.

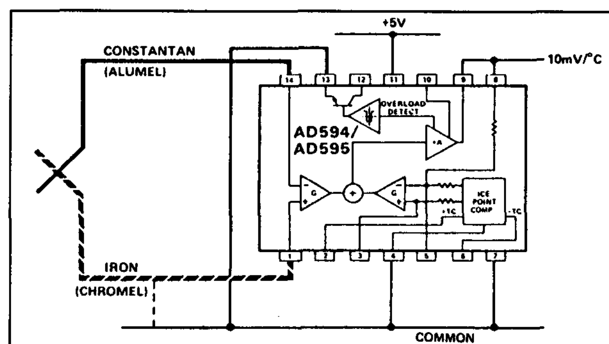
– figuur 19/4.2-6:
Eenvoudigste toepassing van de alarmdetector. De emitter van de eindtransistor wordt aan de massa gelegd, de collector wordt via een LED en een voorschakelweerstand met de positieve voeding verbonden. Hoewel de voorschakelweerstand in principe overbodig is vanwege de interne stroombegrenzing, wordt dit onderdeel toch aanbevolen om de thermisch energie in de chip zo laag mogelijk te houden.

– figuur 19/4.2-7:
Bij deze schakeling wordt de AD 594 gebruikt als comparatorschakeling om de temperatuur in een oven constant te houden. De terugkoppeling tussen de uitgang van de hoofdversterker en de ingang van de verschilversterker wordt daarvoor onderbroken, zodat de gezamenlijke schakeling als comparator gaat werken. De versterkte en gecompenseerde thermospanning wordt met een externe referentiespanning vergeleken, die aan pen 8 wordt toegevoerd. Deze spanning bepaalt de temperatuur die in de oven gehandhaafd moet worden. De spanning op de uitgang (pen 9) is laag als de gemeten temperatuur onder de ingestelde waarde ligt. Via een inverterende trap kan deze uitgangsspanning gebruikt worden voor het besturen van een relais, dat een verwarmingselement inschakelt.

Een hysteresisch tussen in- en uitschakelpunt kan worden aangebracht door het aansluiten van een weerstand tussen de pennen 9 en 3. De grootte van de hysteresisch hangt af van de stroom die door deze weerstand vloeit. Als stelregel geldt dat 1 °C hysteresisch wordt ingesteld door een stroom van 200 nA door de weerstand te sturen.



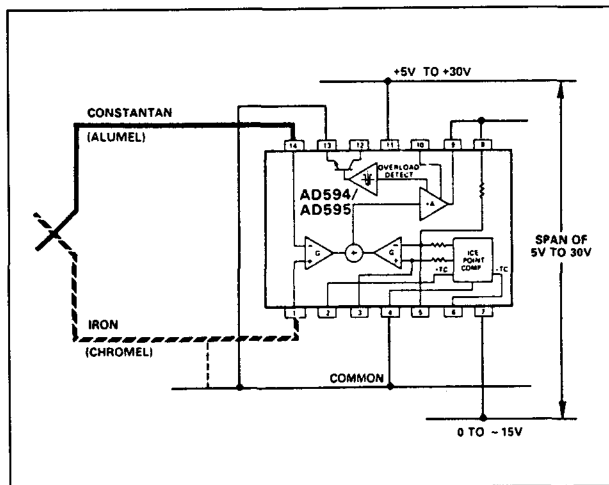
Figuur 19/4.2-3: Aanbevolen lay-out van de printplaat rond een AD 594.



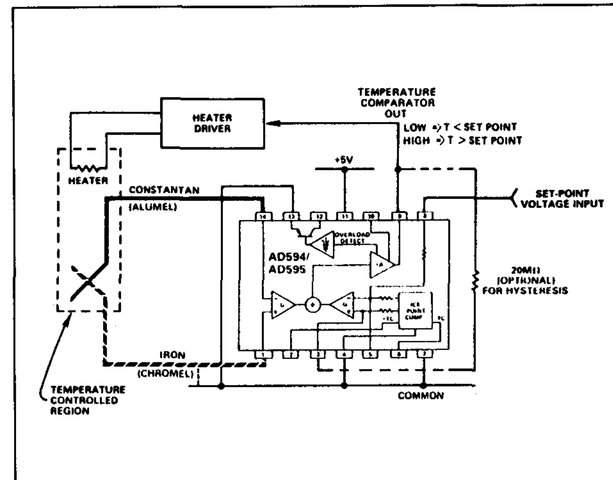
Figuur 19/4.2-4: Enkelvoudige voeding van de AD 594.

– figuur 19/4.2-8:
Op deze manier kan de AD 594 worden ingezet als normale temperatuursensor.

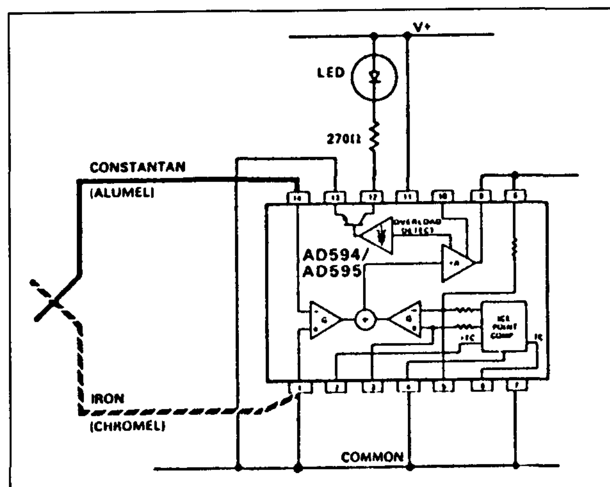
4.2 Type-beschrijving



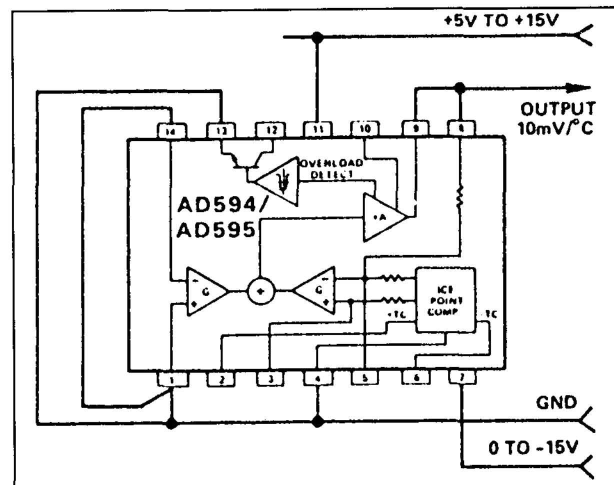
Figuur 19/4.2-5: Symmetrische voeding van de AD 594.



Figuur 19/4.2-7: Het toepassen van de AD 594 als "set point controller", waarbij het IC als comparator wordt gebruikt.



Figuur 19/4.2-6: Eenvoudigste toepassing van de alarm-functie.



Figuur 19/4.2-8: De AD 594 kan zonder thermokoppel gebruikt worden als "gewone" temperatuursensor.

De twee thermokoppel-ingangen worden nu kortgesloten met de massa.
De uitgangsspanning is nu alleen afhankelijk van de temperatuur van de IC-chip, waarbij nog steeds een schaalwaarde van 10 mV/°C geldt.
De schakeling is op deze manier in staat temperaturen te meten tussen -55 °C en +125 °C.

AD 595

Thermokoppel-versterker voor type-K koppels

De AD 595 is volledig compatible met de AD 594. Het enige verschil is dat de AD 595 is afgeregeld op het samenwerken met een type-K thermokoppel.

4.2 Type-beschrijving

Thermocouple Temperature °C	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
- 200	- 5.891	- 1454
- 180	- 5.550	- 1370
- 160	- 5.141	- 1269
- 140	- 4.669	- 1152
- 120	- 4.138	- 1021
- 100	- 3.553	- 876
- 80	- 2.920	- 719
- 60	- 2.243	- 552
- 40	- 1.527	- 375
- 20	- .777	- 189
- 10	- .392	- 94
0	0	2.7
10	.397	101
20	.798	200
25	1.000	250
30	1.203	300
40	1.611	401
50	2.022	503
60	2.436	605
80	3.266	810
100	4.095	1015
120	4.919	1219
140	5.733	1420
160	6.539	1620
180	7.338	1817
200	8.137	2015
220	8.938	2213
240	9.745	2413
260	10.560	2614
280	11.381	2817
300	12.207	3022
320	13.039	3327
340	13.874	3434
360	14.712	3641
380	15.552	3849
400	16.395	4057
420	17.241	4266
440	18.088	4476
460	18.938	4686
480	19.788	4896

Figuur 19/4.2-9: Verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning van de AD 595.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-1
- intern blokschema: figuur 19/4.2-1
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300 μA max.
- transfer-functie: 10 mV/°C
- calibratie-fout:
  AD 595A: +/-3 °C
  AD 595C: +/-1 °C
- stabiliteit:
  AD 595A: +/-0,05 °C/°C
  AD 595C: +/-0,025 °C/°C
- fout op versterking:
  AD 595A: +/-1,5 %
  AD 595C: +/-0,75 %
- specificaties versterker
  - versterking: 247,3x
  - biasstroom: 0,1 μA
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning: ($-V_b$ + 2,5) V tot ($+V_b$ - 2) V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-15 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1 μA max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 19/4.2-9

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de bespreking van de AD 594.

AD 596

Set-point controller voor type-J koppels

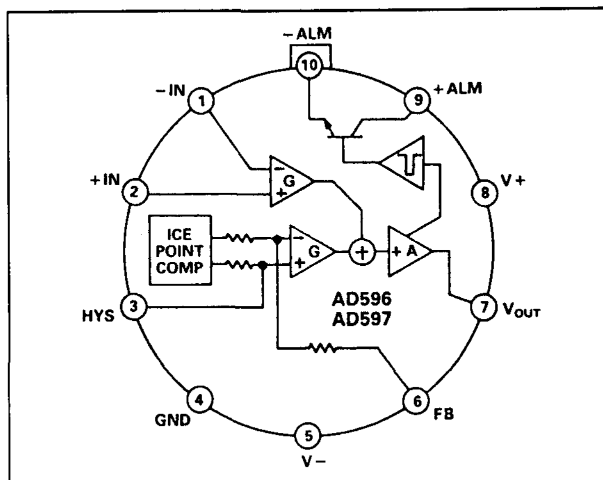
De AD 596 bevat een volledige instrumentatie-versterker met koude las compensator voor gebruik met type-J koppels. De schakeling levert echter geen analoge uitgang, maar werkt digitaal. De intern versterkte en gecompenseerde thermokoppelspanning wordt vergeleken met een externe drempel, de zogenoemde "set-point voltage". De uitgang is een zeer lage impedantie schakeltrap. Door middel van één externe weerstand

4.2 Type-beschrijving

kan een hysteresisch in de schakeling ingebouwd worden.
De interne schaal is geijkt met 10 mV/°C en is speciaal gecompenseerd voor het bereik der hoge temperaturen, zoals dat in oventoepassingen wordt aangetroffen.
Het IC is uitgerust met een alarm-schakeling, die geactiveerd wordt als een of beide aansluitingen van het thermokoppel onderbroken worden. Deze alarm-uitgang kan rechtstreeks TTL-schakelingen aansturen. In principe kan de schakeling uit een enkele voedingsspanning van +5 V gevoed worden, maar voor het meten van negatieve temperaturen moet symmetrisch gevoed worden.
Om de eigen opwarming van het IC te voorkomen, waardoor er temperatuurverschillen tussen de koude las compensator in de chip en de aansluitingen van het thermokoppel bij de chip zouden ontstaan, is het eigen stroomverbruik van de chip gereduceerd tot 160 μA.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-100 metal can
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-10
- intern blokschema: figuur 19/4.2-10
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300 μA max.
- transfer-functie: 10 mV/°C
- calibratie-fout: +/-4 °C
- stabiliteit: +/-0,02 °C/°C
- fout op versterking: +/-1,5 %
- specificaties versterker
  - versterking: 180,6x
  - biasstroom: 0,1 μA
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning: ($-V_b$ +2,5) V tot ($+V_b$ - 2) V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-5 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1 μA max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 19/4.2-11



Figuur 19/4.2-10: Intern blokschema en aansluitgegevens van de AD 596.

Functie-beschrijving

Het thermokoppel wordt aangesloten tussen de pennen 1 en 2. Deze zijn intern rechtstreeks aangesloten aan de ingangen van een differentiële versterker. Deze configuratie zorgt ervoor dat symmetrische stoorsignalen, zoals 50 Hz brom, volledig onderdrukt worden. De uitgangsspanning van de verschilversterker wordt via een mengtrap naar de ingang van de hoofdversterker gevoerd. Het uitgangssignaal van deze trap (pen 7) wordt teruggekoppeld naar de ingang van een tweede, identieke verschilversterker. Deze werkt inverterend ten opzichte van de eerste verschilversterker. De tweede verschilversterker wordt gestuurd uit de koude las compensator. De volledig teruggekoppelde schakeling van de twee verschilversterkers, de sommeertrap en de koude las compensator zorgt voor het lineaire verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning. De alarm-schakeling stuurt een open-collector transistor, waarvan de emitter en de collector beschikbaar staan op de pennen 10 en 9.

4.2 Type-beschrijving

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD596 Output mV
- 200	- 7.890	- 1370
- 180	- 7.402	- 1282
- 160	- 6.821	- 1177
- 140	- 6.159	- 1058
- 120	- 5.426	- 925
- 100	- 4.632	- 782
- 80	- 3.785	- 629
- 60	- 2.892	- 468
- 40	- 1.960	- 299
- 20	- .995	- 125
- 10	- .501	- 36
0	0	54
10	.507	146
20	1.019	238
25	1.277	285
30	1.536	332
40	2.058	426
50	2.585	521
60	3.115	617
80	4.186	810
100	5.268	1006
120	6.359	1203
140	7.457	1401
160	8.560	1600
180	9.667	1800
200	10.777	2000
220	11.887	2201
240	12.998	2401
260	14.108	2602
280	15.217	2802
300	16.325	3002
320	17.432	3202
340	18.537	3402
360	19.640	3601
380	20.743	3800
400	21.846	3999
420	22.949	4198
440	24.054	4398
460	25.161	4598
480	26.272	4798

Figuur 19/4.2-11: Verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning van de AD 596.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/4.2-12:

De door de fabrikant voorgeschreven manier waarop het IC in een print lay-out moet worden opgenomen. De draden van het thermokoppel moeten zo dicht mogelijk bij het IC op de schakeling worden aangesloten.

- figuur 19/4.2-13:

De AD 596 wordt in deze schakeling gebruikt voor het regelen van de temperatuur in een oven. De weerstand tussen de pennen 3 en 7 is optioneel en stelt, indien gewenst, een hysteresisch in tussen in- en uitschakeltemperatuur.

De waarde van deze hysteresisch hangt af van de stroom die door de weerstand vloeit en wel volgens de relatie dat 1 °C hysteresisch overeen komt met 200 nA stroom.

- figuur 19/4.2-14:

In dit schema wordt de AD 596 gebruikt als echte thermokoppel-versterker. Dit wordt verwezenlijkt door de uitgang op pen 7 rechtstreeks te verbinden met de terugkoppel-ingang op pen 6. De interne lasertrimming van de schakeling is geoptimaliseerd op een meettemperatuur van 175 °C.

- figuur 19/4.2-15:

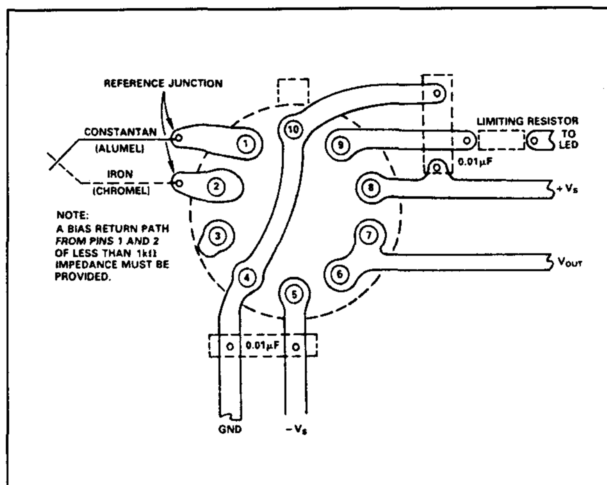
Door de twee thermokoppel-ingangen rechtstreeks aan de massa te leggen en de uitgang op pen 7 rechtstreeks te verbinden met de terugkoppel-ingang op pen 6 ontstaat een systeem, dat een uitgangsspanning aflevert die proportioneel is met de temperatuur van de chip in het IC. Ook nu geldt een schaalfactor van 10 mV/°C.

- figuur 19/4.2-16:

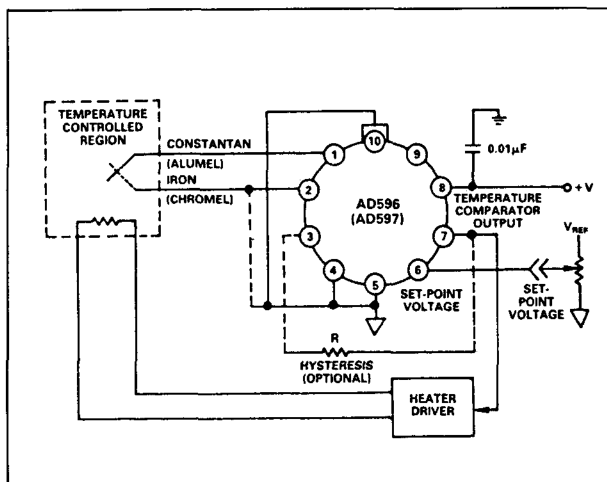
Schema van een temperatuurregeling voor een oven, waarbij de alarm-functie in de AD 596 er voor zorgt dat het verwarmingselement onmiddellijk wordt uitgeschakeld als een van de thermokoppel-aansluitingen het begeeft. Door pen 1 rechtstreeks met de massa te verbinden zal de schakeling het verwarmingselement uitschakelen bij een alarm-situatie. In dit schema is bovendien een digitale temperatuurmeter ingebouwd. De uitgangsspanning op op pen 7 wordt verbonden met de hete ingang van een ICL

4.2 Type-beschrijving

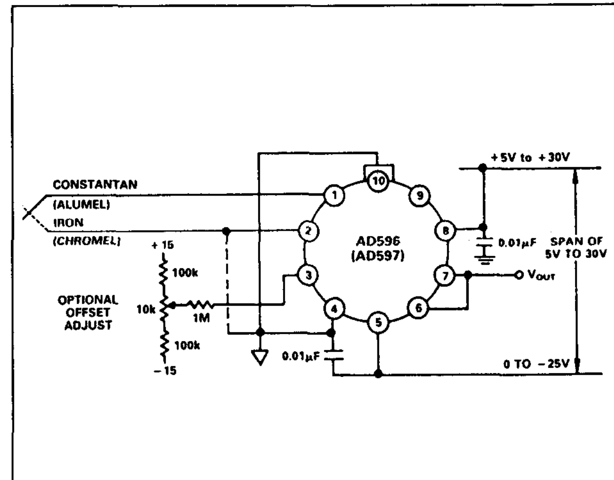
7136 analoog naar digitaal omzetter. De weerstanden rond de ingangspennen en rond de referentiepennen van dit IC zijn zo berekend, dat de meter de temperatuur in graden Celsius aanduidt. Het verwarmingselement wordt gestuurd via een optische koppelaar, hetgeen een maximale scheiding tussen de rechtstreeks uit het net gevoede schakelingen en de rest garandeert.



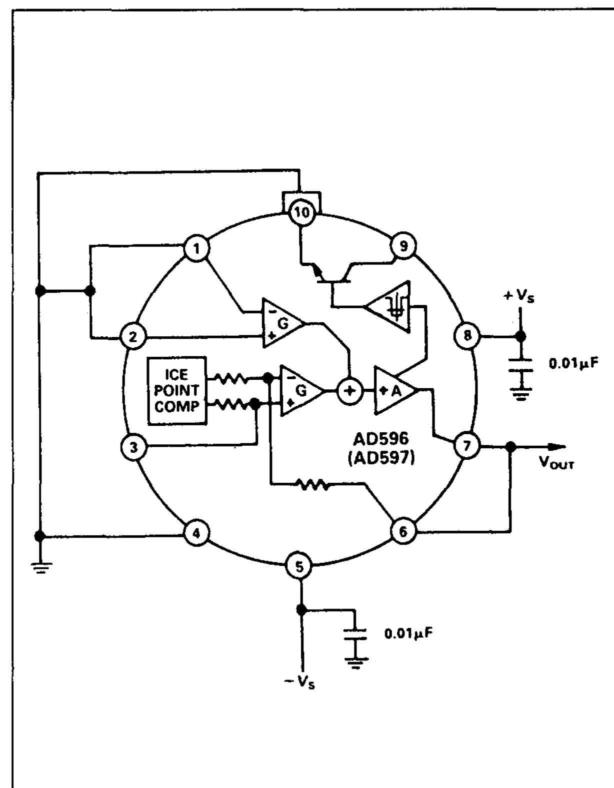
Figuur 19/4.2-12: De aanbevolen print lay-out rond de AD 596.



Figuur 19/4.2-13: De basis-schakeling rond de AD 596, waarbij het IC wordt gebruikt om een verwarmingselement aan en uit te sturen.

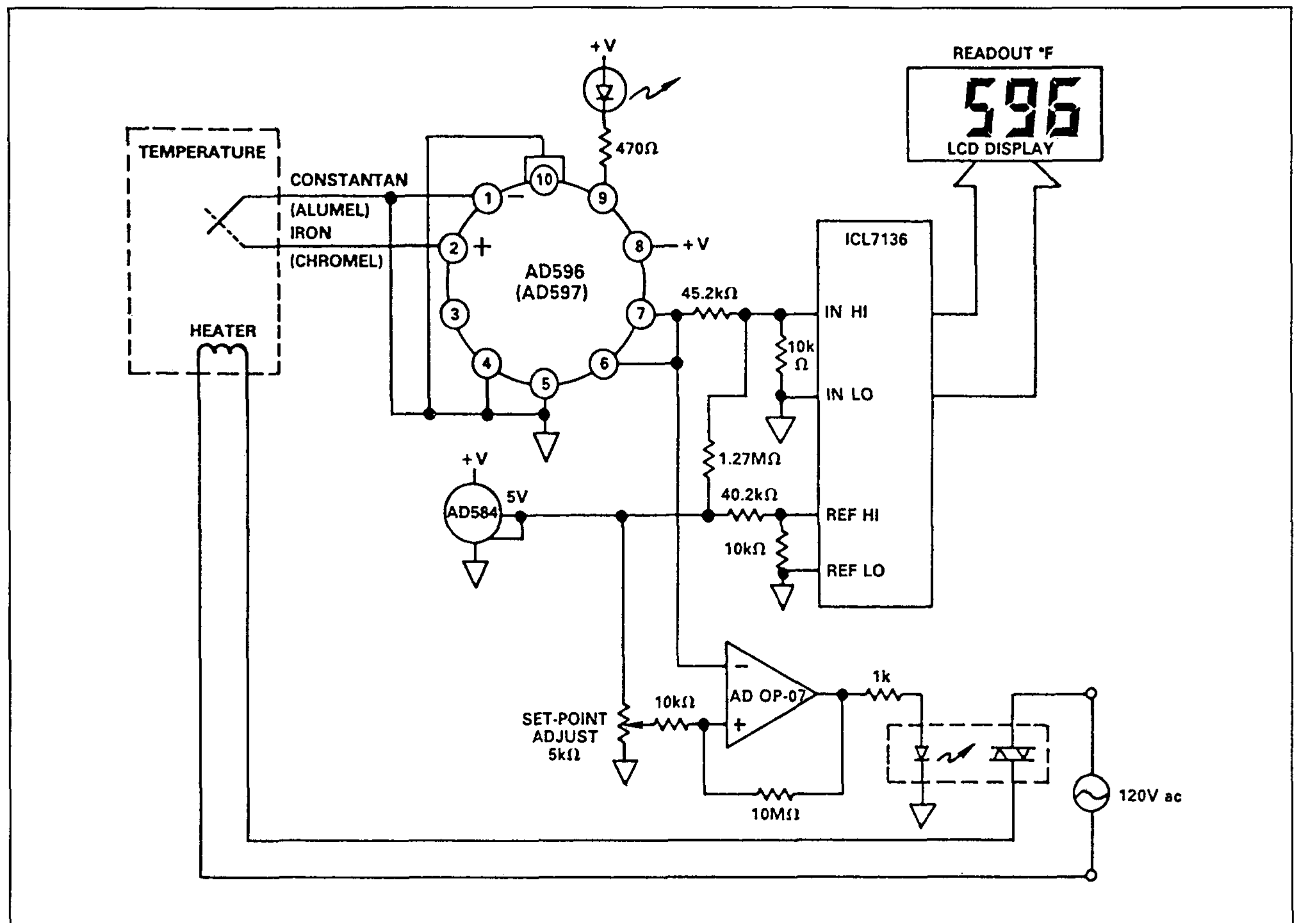


Figuur 19/4.2-14: De AD 596 kan via deze schakeling ingezet worden als lineaire thermokoppel-versterker met analoge uitgangsspanning.



Figuur 19/4.2-15: Ook de AD 596 kan gebruikt worden voor het rechtstreeks meten van de temperatuur van de eigen chip.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-16: Een temperatuurregeling voor een oven, waarbij de temperatuur digitaal wordt aangeduid en voorzieningen zijn getroffen voor het uitschakelen van het verwarmingselement bij draadbreuk van het thermokoppel.

AD 597

Set-point controller voor type-K koppels

De AD 597 is volledig compatible met de AD 596, maar is intern afgeregeld voor het samenwerken met een type-K thermokoppel.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-100 metal can
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-10
- intern blokschema: figuur 19/4.2-10
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300 μA max.
- transfer-functie: 10 mV/°C
- calibratie-fout: +/-4 °C
- stabiliteit: +/-0,02 °C/°C
- fout op versterking: +/-1,5 %
- specificaties versterker
  - versterking: 245,5x
  - biasstroom: 0,1 μA
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning: $(-V_b + 2{,}5)$ V tot $(+V_b - 2)$ V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-5 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1 μA max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 19/4.2-17

4.2 Type-beschrijving

Thermocouple Temperature °C	Type K Voltage mV	AD597 Output mV
- 200	- 5.891	- 1446
- 180	- 5.550	- 1362
- 160	- 5.141	- 1262
- 140	- 4.669	- 1146
- 120	- 4.138	- 1016
- 100	- 3.553	- 872
- 80	- 2.920	- 717
- 60	- 2.243	- 551
- 40	- 1.527	- 375
- 20	- .777	- 191
- 10	- .392	- 96
0	0	0
10	.397	97
20	.798	196
25	1.000	245
30	1.203	295
40	1.611	395
50	2.022	496
60	2.436	598
80	3.266	802
100	4.095	1005
120	4.919	1207
140	5.733	1407
160	6.539	1605
180	7.338	1801
200	8.137	1997
220	8.938	2194
240	9.745	2392
260	10.560	2592
280	11.381	2794
300	12.207	2996
320	13.039	3201
340	13.874	3406
360	14.712	3611
380	15.552	3817
400	16.395	4024
420	17.241	4232
440	18.088	4440
460	18.938	4649
480	19.788	4857

Figuur 19/4.2-17: Het verband tussen de thermokoppel temperatuur en de uitgangsspanning van de AD 597.

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de bespreking van de AD 596.

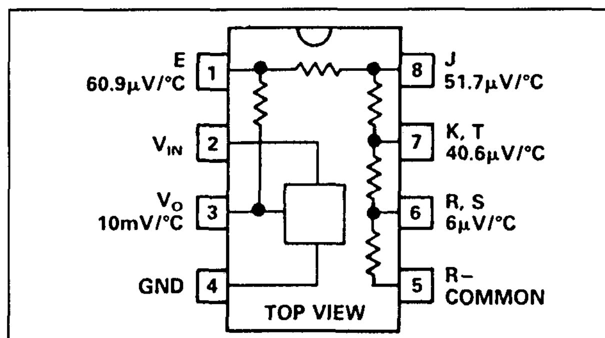
AC 1226

Koude las compensator voor type-E, -J, -K, -R, -S en -T koppels

De AC 1226 is een koude las compensator die ingezet kan worden bij de meest voorkomende standaard thermokoppels. De schakeling wordt door middel van lasertrimming afgeregeld op een initiële nauwkeurigheid van 0,5 °C. Door een speciale schakeling wordt de knik in de transfer-karakteristiek van thermokoppels (de zogenoemde "bow") opgevangen, waardoor de lineariteit over het gehele bereik verbeterd wordt. Het eigen stroomverbruik bedraagt slechts 80 µA, zodat de chip-temperatuur slechts 0,1 °C stijgt onder invloed van het eigen verbruikte vermogen. De AC 1226 is speciaal ontwikkeld om samen te werken met de 1B51, een thermokoppel isolatieversterker die geen eigen koude las compensatie heeft.

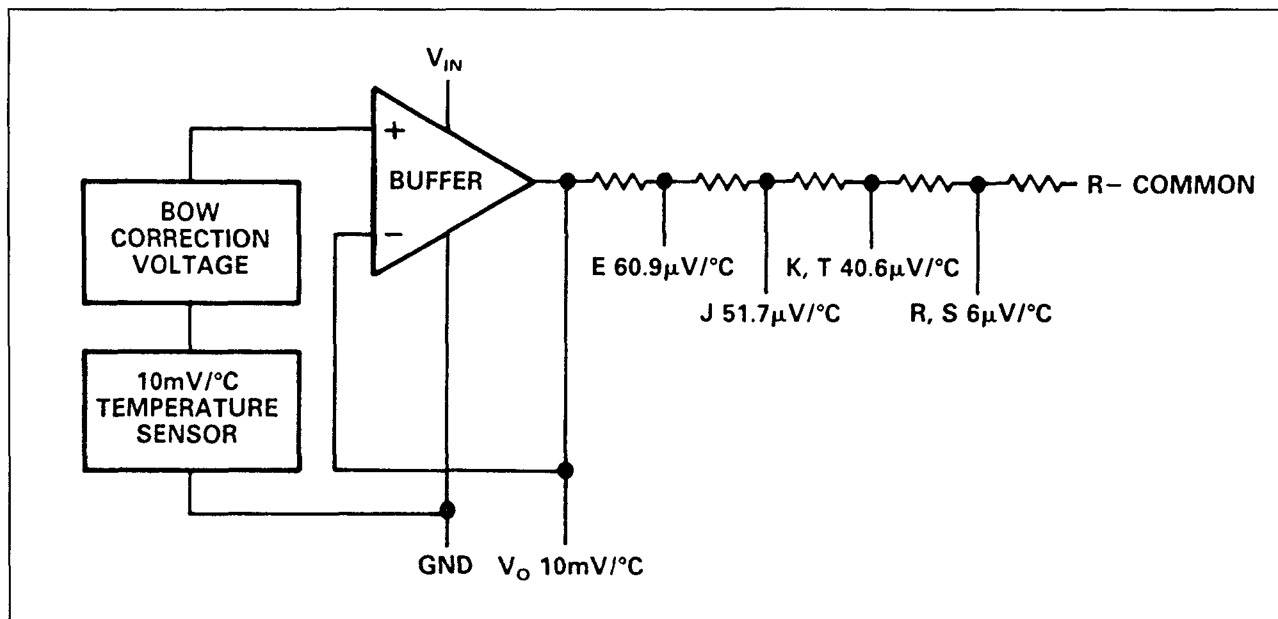
Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-18
- intern blokschema: figuur 19/4.2-19
- voedingsspanning: 36 V max.
- voedingsstroom: 140 µA max.
- onnauwkeurigheid: 2,0 °C max. (25 °C chiptemperatuur)

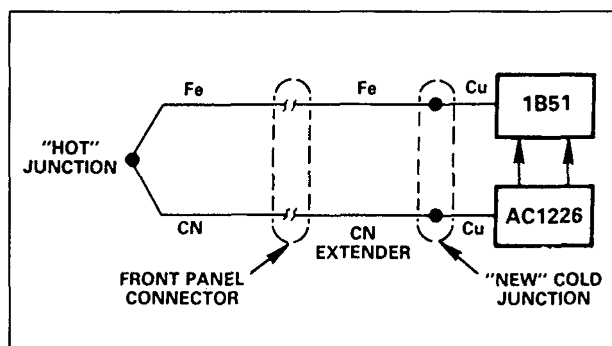


Figuur 19/4.2-18: Aansluitgegevens van de AC 1226.

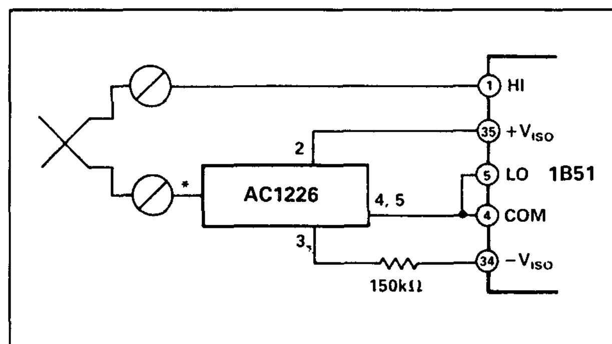
4.2 Type-beschrijving



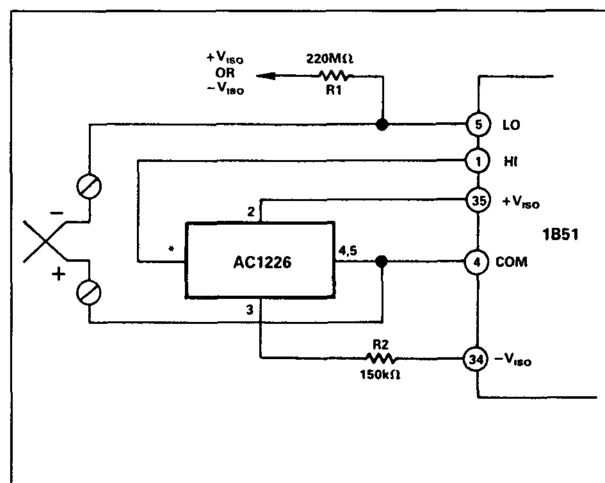
Figuur 19/4.2-19: Intern blokschema van de AC 1226.



Figuur 19/4.2-20: Principieel blokschema van de verbindingen tussen thermokoppel, AC 1226 en 1B51.



Figuur 19/4.2-21: Praktische schakeling rond de AC 1226.



Figuur 19/4.2-22: Praktische schakeling met open-circuit detectie.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/4.2-20:

Blokschema, waaruit de onderlinge verbindingen blijken tussen het thermokoppel, eventueel noodzakelijke verlengingsdraden, de AC 1226 en de 1B51.

– figuur 19/4.2-21:

Praktisch schema van het verbinden van een thermokoppel met de AC 1226 en met de

4.2 Type-beschrijving

1B51. Het thermokoppel moet aan de ingangspen van de AC 1226 worden aangesloten, die correspondeert met het type koppel.

- figuur 19/4.2-22:

Op deze manier kan het systeem AC 1226 + 1B51 voorzien worden van een alarmsysteem, dat een indicatie geeft als een van de leidingen van het thermokoppel onderbroken wordt.

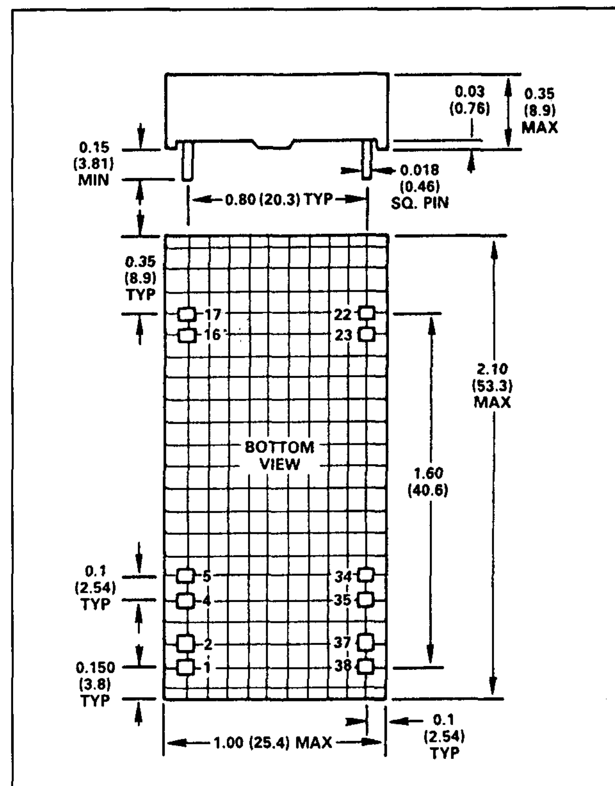
1B51

Thermokoppel isolatieversterker zonder koude las compensatie

De 1B51 is een module dat bestaat uit een chopper gestabiliseerde thermokoppelversterker, een modulator, een scheidingstrafo, een demodulator, een uitgangsbuffer en een eigen interne voedingsvoorziening via een tweede scheidingstrafo. De module koppelt thermokoppel-signalen galvanisch gescheiden door naar de uitgang.
De module is ontwikkeld voor gebruik in zeer storingsgevoelige industriële omgevingen, waar groot gevaar bestaat voor commonmode storingen. De isolatie tussen primaire en secundaire kant bedraagt 1.500 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: speciaal, zie figuur 19/4.2-23
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-24
- intern blokschema: figuur 19/4.2-25
- voedingsspanning: +/-15 V typisch
- voedingsstroom: +12/-4 mA
- temp.coëf.: 50 ppm/°C
- niet-lineariteit: +/-0,035 %
- ingangsgegevens
  - offsetspanning: 25 µV typisch
  - offsetstroom: 0,6 nA typisch
  - biasstroom: 10 nA typisch
  - ingangsimpedantie: 50 MΩ typisch
  - spanningsbereik: +/-5 V max.
  - isolatiespanning: 1.500 V typisch
  - CMR: 160 dB min.
  - ingangsruis: 1 µV max.
  - frequentiebereik: 3 Hz max.
- specificaties geïsoleerde voeding
  - spanning: +/-6,2 V typisch
  - maximale belasting: 2 mA
  - stabilisatie: 7.5 % typisch
  - rimpel: 250 mV max.

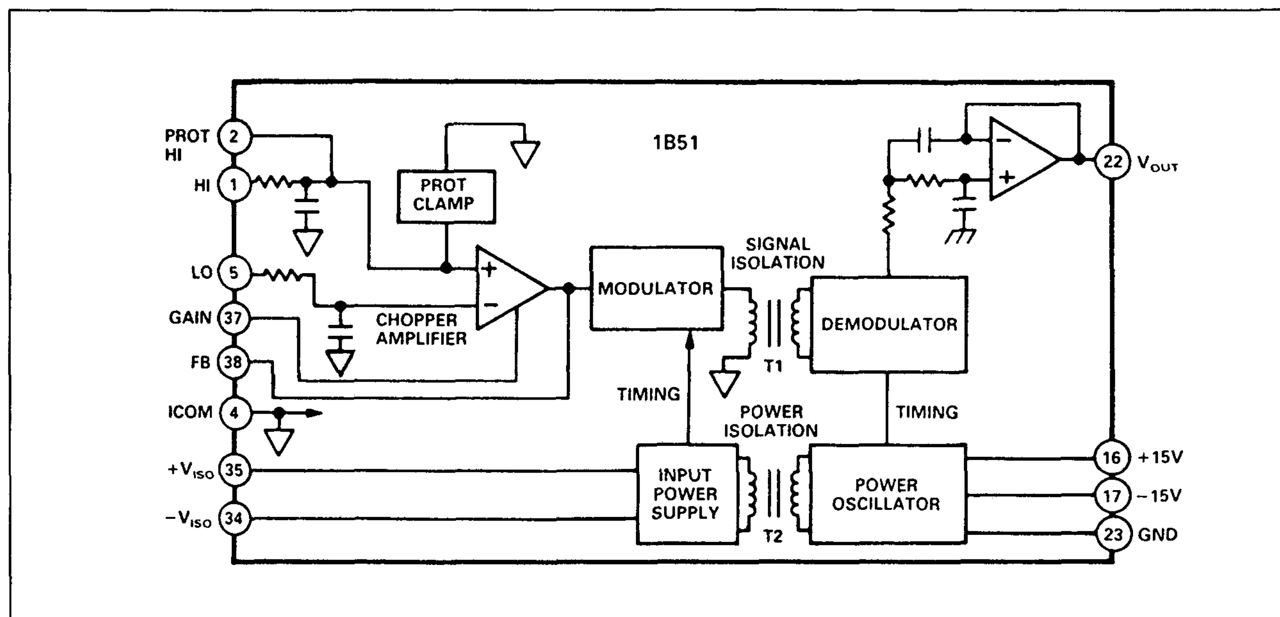


Figuur 19/4.2-23: Afmetingen van de behuizing van de 1B51.

PIN	DESIGNATION
1	HI
2	PROT HI
4	ICOM
5	LO
16	+15V
17	−15V
22	V_O
23	GND
34	$-V_{ISO}$
35	$+V_{ISO}$
37	GAIN
38	FB

Figuur 19/4.2-24: Aansluitgegevens van de 1B51.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-25: Intern blokschema van de 1B51.

Functie-beschrijving

De aansluitingen voor de +/-15 V voedingen voeden rechtstreeks het secundaire circuit. Daarnaast wordt uit deze voeding een 25 kHz vermogensoscillator aangedreven, die via een scheidingstrafo de geïsoleerde primaire voedingsspanningen genereert. Deze spanningen staan ter beschikking op de pennen 34 en 35.
De signaalingangen HI en LO worden eerst passief gefilterd en door clampkringen beschermd tegen overbelasting. De chopper gestabiliseerde versterker versterkt het spanningsverschil tussen beide ingangen. De versterking van deze trap wordt bepaald door externe weerstanden volgens de formule:

$A = [1 + R_{FB}/R_G] \cdot 2$

Versterkingfactoren tussen 2 en 1.000 zijn zonder problemen haalbaar. Het versterkte signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf met een frequentie van 25 kHz en via de scheidingstrafo toegevoerd aan de secundaire demodulator. Nadien volgt een tweepolig actief laagdoorlaatfilter, dat zorgt voor het weg filteren van de residuen van de draaggolf.

De 1B51 heeft de mogelijkheid om verbroken koppelleidingen op te sporen.
Men moet dan een weerstand van 220 MΩ verbinden tussen de HI-ingang en de positieve of negatieve geïsoleerde voeding. Wordt een van de koppelleidingen onderbroken, dan resulteert deze schakeling in een positieve of negatieve volle schaal uitgang.

Voorbeeld-schakelingen

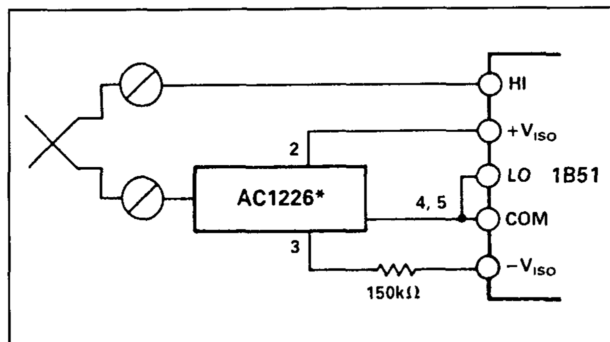
- figuur 19/4.2-26:

Het combineren van de 1B51 met de koude las compensator AC 1226.
Een draad van het thermokoppel gaat rechtstreeks naar de HI-ingang van de 1B51. De tweede draad wordt verbonden met de met het type koppel corresponderende ingang van de AC 1226.
De uitgang van de compensator gaat naar de LO-ingang van de 1B51. De AC 1226 wordt gevoed uit de geïsoleerde voedingsspanningen die door de 1B51 geproduceerd worden.

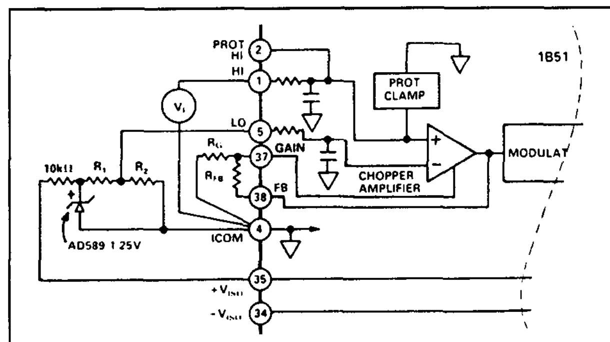
- figuur 19/4.2-27:

Het instellen van de spanningsversterking en nulpunt aan de ingang van de 1B51.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-26: Het invoegen van de koude las compensator AC 1226 in de ingangskring van de 1B51.



Figuur 19/4.2-27: Het instellen van de versterking en het nulpunt bij de 1B51.

2B50

Thermokoppel isolatieversterker met koude las compensatie

De 2B50 is een module dat bestaat uit een thermokoppel-versterker, een koude las compensator voor diverse soorten thermokoppels, een modulator, een scheidingstrafo, een demodulator, een uitgangsbuffer en een eigen interne voedingsvoorziening via een tweede scheidingstrafo. De module koppelt thermokoppel-signalen galvanisch gescheiden door naar de uitgang. De module is ontwikkeld voor gebruik in zeer storingsgevoelige industriële omgevingen, waar groot gevaar bestaat voor common-mode storingen.
De scheiding tussen primaire en secundaire kant weerstaat spanningen van 1.500 V.

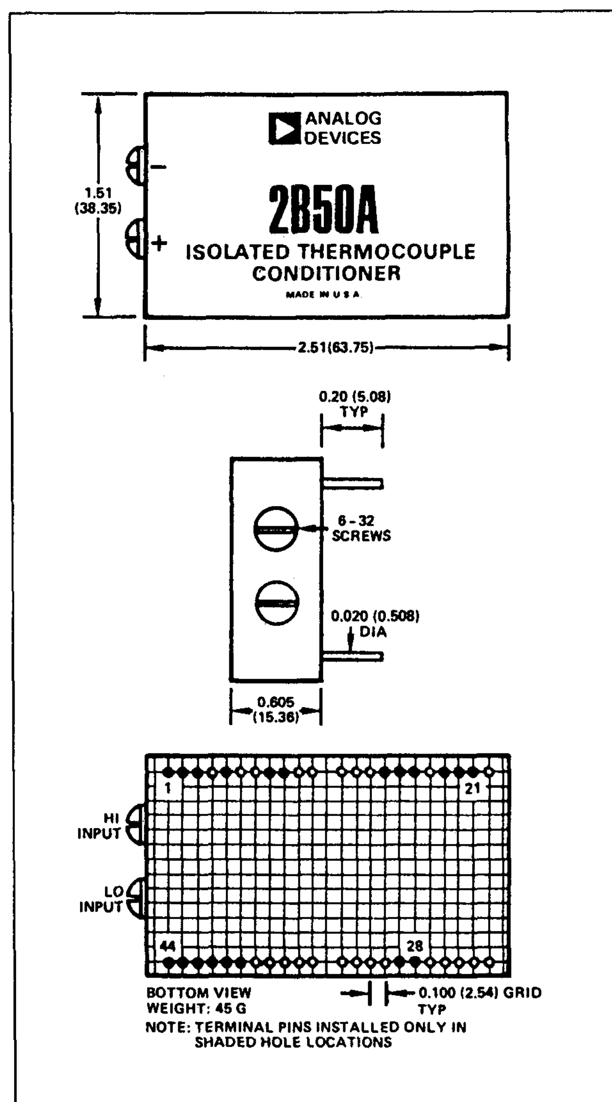
Het thermokoppel kan door middel van schroefverbindingen rechtstreeks op de ingangen van de module worden aangesloten. De schakeling compenseert voor type-J, -K, -T en -B koppels, maar kan via een programmeringsweerstand ingesteld worden op andere soorten thermokoppels.

De schakeling moet gevoed worden uit twee voedingssystemen. Uit een symmetrische voeding van +/-15 V wordt de secundaire uitgangstrap gevoed.
De ingebouwde oscillator moet via een afzonderlijke spanning van ongeveer +18 V gevoed worden. Uit deze spanning worden ook de twee primaire geïsoleerde voedingsspanningen afgeleid.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: speciaal, zie figuur 19/4.2-28
- aansluitgegevens: figuur 19/4.2-29
- intern blokschema: figuur 19/4.2-30
- voedingsspanning uitgangstrap: +/-15 V typisch
- voedingsspanning oscillator: +13 V tot +18 V
- voedingsstroom uitgangstrap: +/-0,5 mA max.
- voedingsstroom oscillator: 15 mA max.
- temp.coëf.: 35 ppm/°C
- niet-lineariteit: +/-0,025 %
- ingangsgegevens
  - offsetspanning: 50 µV typisch
  - offsetstroom: 0,6 nA typisch
  - biasstroom: 5 nA typisch
  - ingangsimpedantie: 100 MΩ typisch
  - spanningsbereik: +/-100 mV max.
  - isolatiespanning: 1.500 V typisch
  - ingangsbeveiliging: 220 V max.
  - versterking: 50x tot 1.000x instelbaar
  - CMR: 160 dB min.
  - ingangsruis: 1 µV max.
  - frequentiebereik: 2,5 Hz max.
- uitgangsgegevens
  - spanningsbereik: +/-5 V max.
  - stroombereik: +/-2 mA max.
  - impedantie: 0,1 Ω typisch

4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-28: Afmetingen van de behuizing van de 2B50.

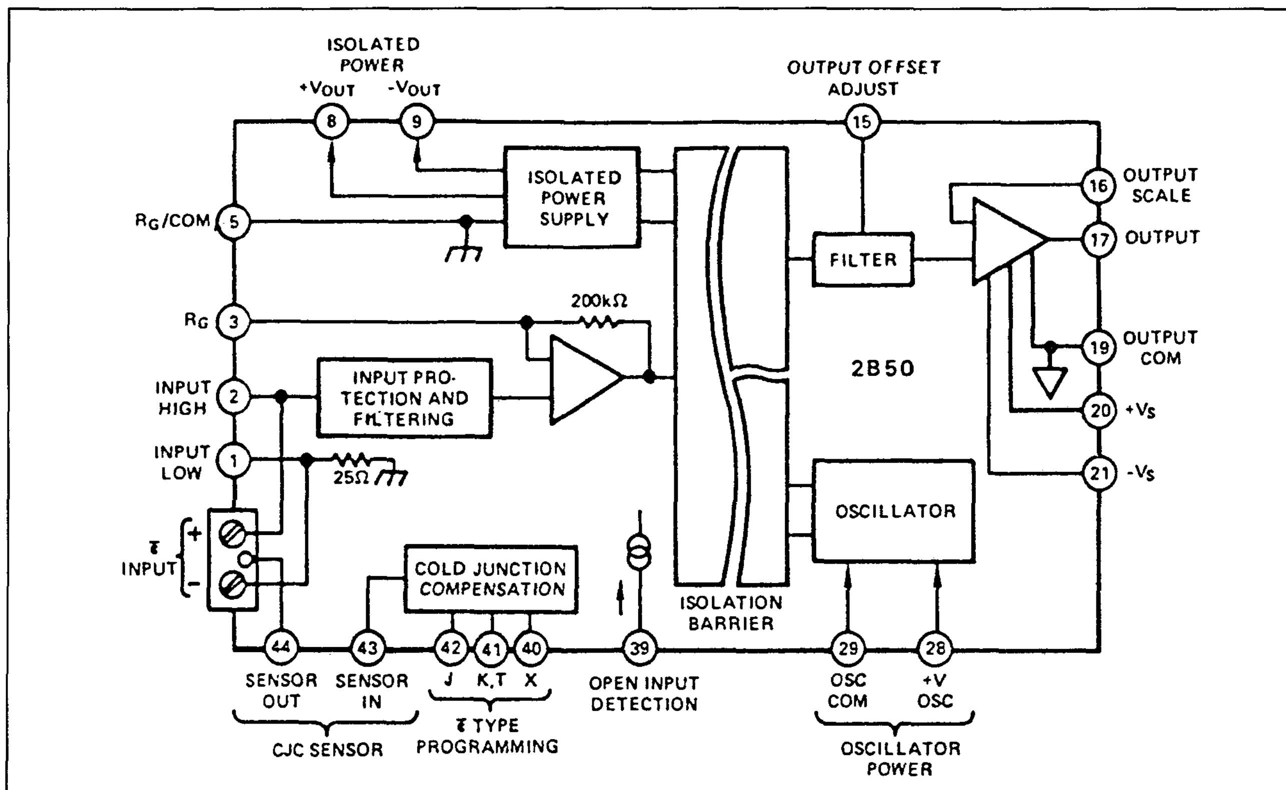
Functie-beschrijving

De signaalingangen HI en LO worden eerst passief gefilterd en door clampkringen beschermd tegen overbelasting.
De versterkingsfactor van de ingangsversterker kan door middel van één weerstand worden ingesteld tussen 50x en 1.000x (figuur 19/4.2-31).
In de voorversterker kan de geïntegreerde koude las compensator worden ingevoegd. Deze heeft ingangen voor type-J, -K, -T koppels en bovendien een X-ingang, die gebruikt kan worden om de compensator via een externe weerstand aan te passen aan de specificaties van andere typen thermokoppels.
Het versterkte signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf en via de scheidingstrafo toegevoerd aan de secundaire demodulator. Nadien volgt een actief laagdoorlaatfilter, dat zorgt voor het weg filteren van de residuen van de draaggolf.
De uitgangsspanning van de 2B50 ligt standaard tussen -5 V en de +5 V.
Door het toevoegen van een externe weerstand kan dit bereik echter worden opgevoerd tot +/-10 V.
De 2B50 heeft de mogelijkheid om verbroken koppelleidingen op te sporen. Men moet dan pen 39 verbinden met de HI-ingang (pen 2). Wordt een van de koppelleidingen onderbroken, dan resulteert deze schakeling in een negatieve volle schaal uitgang.

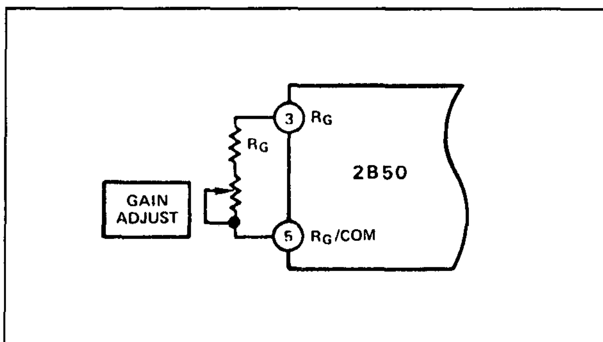
PIN	FUNCTION	PIN	FUNCTION
1	INPUT LO	23	
2	INPUT HI	24	
3	R_G	25	
4		26	
5	R_G/COM	27	
6		28	+V OSC
7		29	OSC COM
8	+V ISO OUT	30	
9	-V ISO OUT	31	
10		32	
11		33	
12		34	
13		35	
14		36	
15	OUTPUT OFFSET ADJUST	37	
		38	
16	OUTPUT SCALE	39	OPEN INPUT DET.
17	OUTPUT	40	X } TYPE PROGRAMMING
18		41	K, T } TYPE PROGRAMMING
19	OUTPUT COM	42	J } TYPE PROGRAMMING
20	$+V_S$	43	CJC SENSOR IN
21	$-V_S$	44	CJC SENSOR OUT
22			

Figuur 19/4.2-29: Aansluitgegevens van de 2B50.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-30: Intern blokschema van de 2B50.



Figuur 19/4.2-31: Het instellen van de versterkingsfactor van de ingangsversterker.

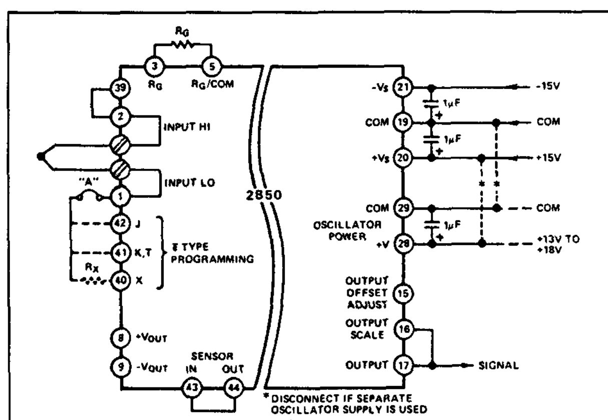
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/4.2-32:
Standaard schema rond de 2B50. Let op de manier waarop de voedingsleidingen zo dicht mogelijk bij de behuizing van de module ontkoppeld moeten worden met condensatoren van 1 μF.

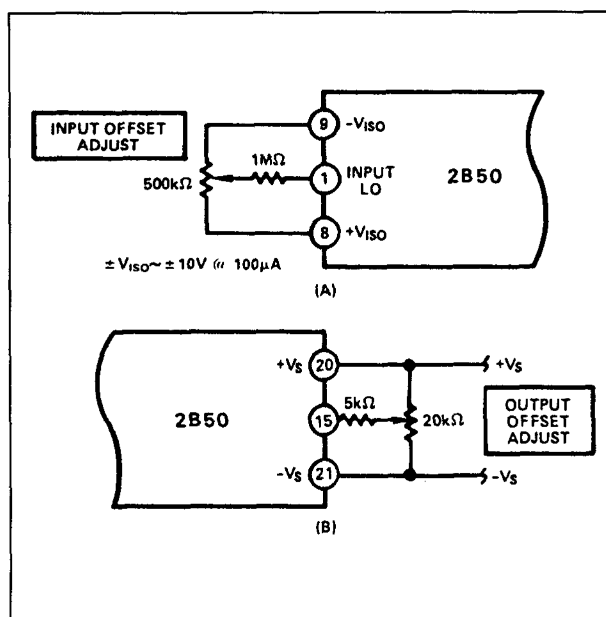
– figuur 19/4.2-33:
Het compenseren van de ingangs- en de uitgangs-offset. Het compenseren van de ingangs-offset gaat als volgt. Sluit de ingangen kort en schakel de koude las compensator uit door het verbreken van de jumper A. Regel de potentiometer bij tot de uitgang een spanning van 0 V voert. In de meeste gevallen zal alleen een compensatie van de ingangs-offset voldoende zijn.

– figuur 19/4.2-34:
In toepassingen waarbij het thermokoppel ver van de 2B50 staat en waar het niet economisch is om de draden uit de thermokoppel-legeringen te verlengen, kan de schakeling van figuur 19/4.2-34 toegepast worden. Met deze schakeling kan het koppel via koperdraden aangesloten worden op de 2B50. De koude las compensatie moet dan uiteraard ondergebracht worden op de plaats waar de thermokoppeldraden overgaan in de koperdraden.

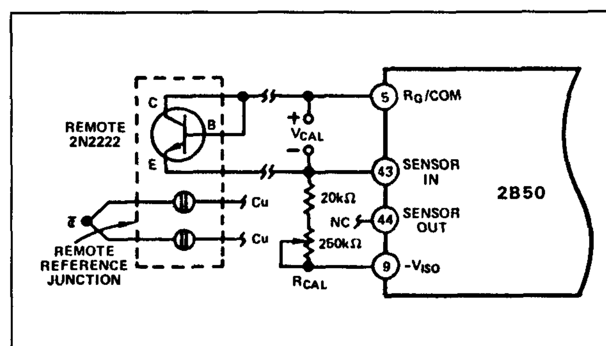
4.2 Type-beschrijving



Figuur 19/4.2-32: Basis-schema rond de 2B50.



Figuur 19/4.2-33: Het compenseren van de offset aan de in- en aan de uitgang.



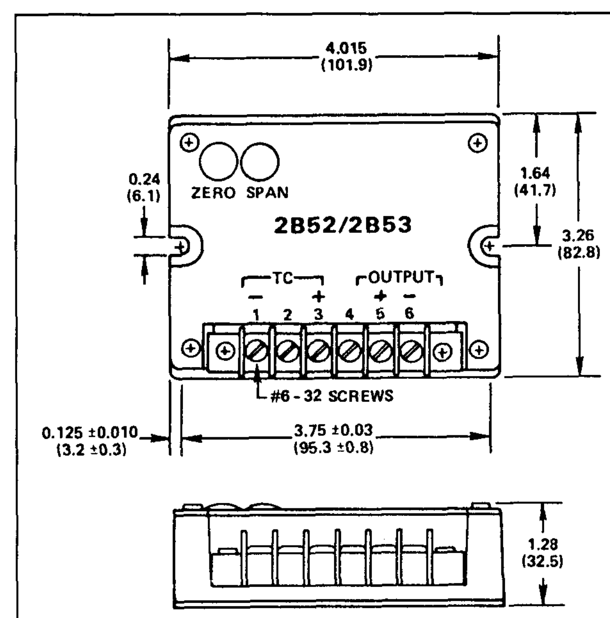
Figuur 19/4.2-34: Schakeling waarbij het referentie-koppel op afstand van de 2B50 wordt opgenomen.

Via een transistor als temperatuursensor kan men de schakeling toch voorzien van een koude las compensatie.

2B52

Thermokoppel/stroomlus met isolatie voor type-J, -K en -T koppels

De 2B52 is een module, die het uitgangssignaal van een type-J, -K of -T thermokoppel galvanisch gescheiden omzet in een stroom tussen 4 mA en 20 mA. De uitgangsstroom is volledig proportioneel met de gemeten temperatuur. De uitgangskring is volledig aangepast aan de standaard twee-draads stroomlussen.



Figuur 19/4.2-35: Behuizing en aansluitgegevens van de 2B52.

Technische gegevens

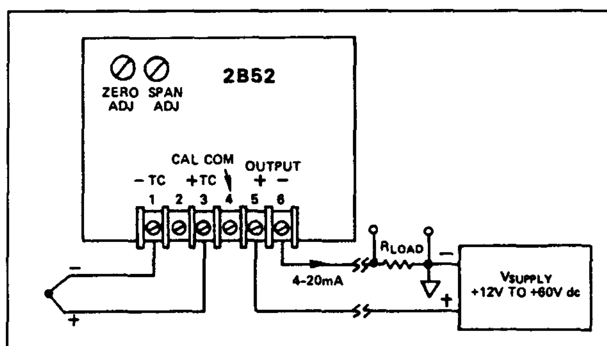
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing, speciaal, zie figuur 19/4.2-35
- leverbare uitvoeringen: figuur 19/4.2-36
- voedingsspanning: +12 V tot +60 V
- ingangsbereik: 100 mV max.
- ingangsimpedantie: 5 MΩ typisch
- biasstroom: 85 nA
- uitgangsbereik: 4 mA tot 20 mA
- minimale uitgangsstroom: 3,3 mA typisch

4.2 Type-beschrijving

- maximale uitgangsstroom: 42 mA typisch
- onnauwkeurigheid: +/-0,1 %
- stabiliteit: +/-0,015 °C/°C
- isolatie: 600 V effectief
- CMR: 160 dB min.

Range in °C(°F)	TC Type	No
-100 to +300 (-148 to +572)	J, K, T	01
0 to +200 (+32 to +392)	T	02
0 to +500 (+32 to +932)	J	03
0 to +600 (+32 to +1112)	K	04
0 to +750 (+32 to +1382)	J	05
0 to +1000 (+32 to +1832)	K	06

Figuur 19/4.2-36: Leverbare uitvoeringen van de 2B52.



Figuur 19/4.2-37: Standaard toepassingsschema van de 2B52.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 19/4.2-37:

Standaard schakeling rond de 2B52.

2B53

Thermokoppel/stroomlus zonder isolatie voor type-J, -K en -T koppels

De 2B53 is functie-compatible met de 2B52. Het enige verschil is dat deze module geen galvanische scheiding heeft tussen de thermokoppel-spanning en de stroomlus aan de uitgang.

Technische gegevens
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing, speciaal, zie figuur 19/4.2-35
- leverbare uitvoeringen: figuur 19/4.2-36
- voedingsspanning: +12 V tot +60 V
- ingangsbereik: 100 mV max.
- ingangsimpedantie: 5 MΩ typisch
- biasstroom: 30 nA
- uitgangsbereik: 4 mA tot 20 mA
- minimale uitgangsstroom: 2,0 mA typisch
- maximale uitgangsstroom: 28 mA typisch
- onnauwkeurigheid: +/-0,1 %
- stabiliteit: +/-0,015 °C/°C

Voor de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de bespreking van de 2B52.

19/5

Druk-sensoren

Inhoud

19/5.1

Achtergrond-informatie

Werkingsprincipes

Basisprincipe

Het basisprincipe van een elektronische druksensor berust op het zogenaamde piëzoresistieve effect.

Men heeft vastgesteld dat in sommige zeldzame metalen en halfgeleiders de mobiliteit en de concentratie van vrije ladingsdragers voor een deel afhankelijk is van de druk die op het materiaal wordt uitgeoefend. Hoe minder vrije ladingsdragers er aanwezig zijn en hoe minder mobiel die zijn, hoe hoger de soortelijke weerstand van het materiaal. Er bestaat dus een bepaald verband tussen de druk die op een plaatje van een dergelijk materiaal wordt uitgeoefend en de weerstand die men tussen de twee aansluitingen van het plaatje kan meten. Dit verschijnsel wordt het piëzoresitieve effect genoemd.

In halfgeleiders valt dit verschijnsel te verklaren doordat onder verhoogde druk de energiedrempels in de atomen variëren.
De druk zorgt er immers voor dat het materiaal een beetje wordt samengedrukt of uitgerekt. De invloed van de druk is dus in feite terug te vinden onder de vorm van een minimale afmetingsvariatie van het materiaal.

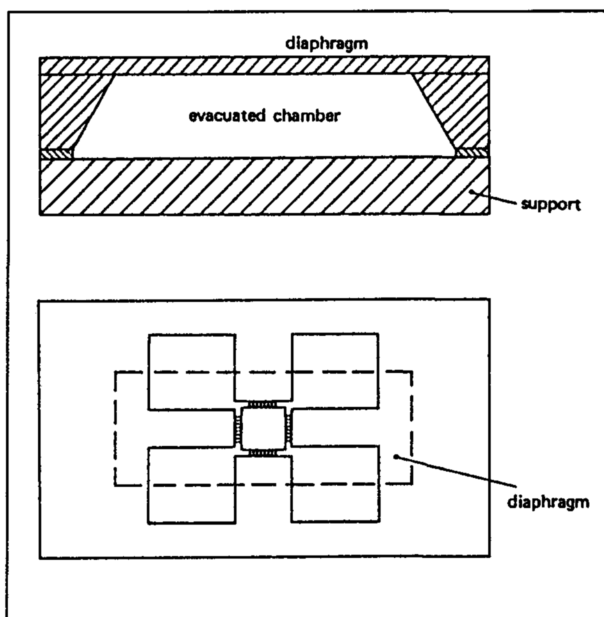
Afhankelijk van het soort halfgeleidermateriaal en de stof waarmee deze halfgeleider verontreinigd werd zal men vaststellen dat de weerstand stijgt of daalt als de druk wordt vergroot.

De K-factor

De mate van weerstandsverandering in functie van de drukverandering wordt uitgedrukt door de zogenaamde K-factor.
Deze wordt gedefinieerd als de relatieve weerstandsverandering $\Delta R/R$ ten opzichte van de relatieve lengteverandering $\Delta L/L$.

Bij halfgeleidende materialen treft men drukfactoren aan tussen de 50 en 100, terwijl deze voor zuiver metallische materialen rond de 2 liggen.

Het zal dus duidelijk zijn dat men bij voorkeur werkt met halfgeleiders, omdat deze veel gevoeliger zijn!



Figuur 19/5.1-1: De principiële samenstelling van een elektronische druksensor.

5.1 Achtergrond-informatie

De samenstelling van een druksensor

De principiële samenstelling van een druksensor is getekend in figuur 19/5.1-1.

Een klein, rechthoekig kamertje, de "evacuated chamber", is aan de onderzijde afgedicht met een starre plaat (support) en aan de bovenzijde met een diafragma. Dat diafragma bestaat uit een zeer dun plaatje silicium, waarop vier piëzoresitieve halfgeleiders zijn aangebracht. Uit het bovenaanzicht (onder) blijkt hoe deze vier onderdelen op het diafragma zijn geëtst. Het diafragma is zeer dun, zo dun dat men van een membraan kan spreken. Het zal duidelijk zijn dat dit membraan gaat vervormen als er op de bovenzijde een druk wordt uitgeoefend die verschilt van de druk in het kamertje.
Als de druk aan de bovenzijde groter is dan deze in de kamer, dan zal het membraan hol gaan staan. Is de druk boven echter kleiner dan de druk in de kamer, dan zal het membraan bol gaan staan.

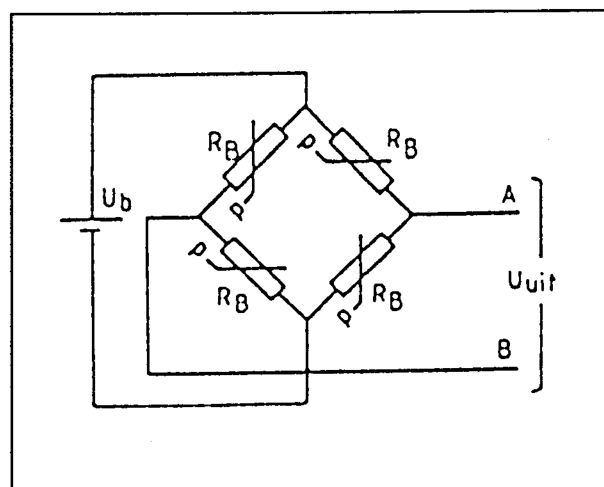
Deze vervormingen van het membraan worden door de speciale constructie van het diafragma overgebracht op de vier piëzoresistieve halfgeleiders. Ook deze gaan dus vervormen, met als logisch gevolg dat hun weerstand toe- of afneemt. Omdat de kamer niet vierkant is, maar rechthoekig, zullen niet alle vier de halfgeleiders even veel vervormd worden. De verbuiging in de lengterichting is immers groter dan in de breedterichting, eenvoudig omdat de kamer veel langer is dan zij breed is.
Overigens is het kamertje zeer klein. Bij de KP100A bijvoorbeeld, een druksensor van Philips, bedragen de afmetingen van het kamertje slechts 1,2 bij 2,4 mm^2!

De elektrische schakeling

De vier piëzoresistieve weerstanden zijn elektrisch met elkaar verbonden als brug van Wheatstone, zie figuur 19/5.1-2.

De vier piëzoresistieve halfgeleiders zijn in een vierkant geschakeld, net zoals de vier dioden van een bruggelijkrichter. Over één diagonaal van deze brug wordt een voedingsspanning U_b gezet. Als alle vier de weerstanden even groot zouden zijn, dan zouden er over alle weerstanden even grote spanningen vallen. De twee overige hoekpunten van de brug zouden dan spanningen voeren van precies $1/2.U_b$. Tussen de tweede diagonaal A-B zou geen spanningsverschil staan.

Als echter de weerstanden van waarde verschillen doordat het diafragma vervormd, dan zal aan deze spanningsgelijkheid niet langer meer voldaan worden. Afhankelijk van de verhouding tussen de linker en de rechter weerstanden van de brug zal er tussen de punten A en B een kleine verschilspanning komen te staan. Het is nu deze spanning die de uitgangsspanning van de sensor is en die een maat is voor de grootte van de druk die op het diafragma wordt uitgeoefend.

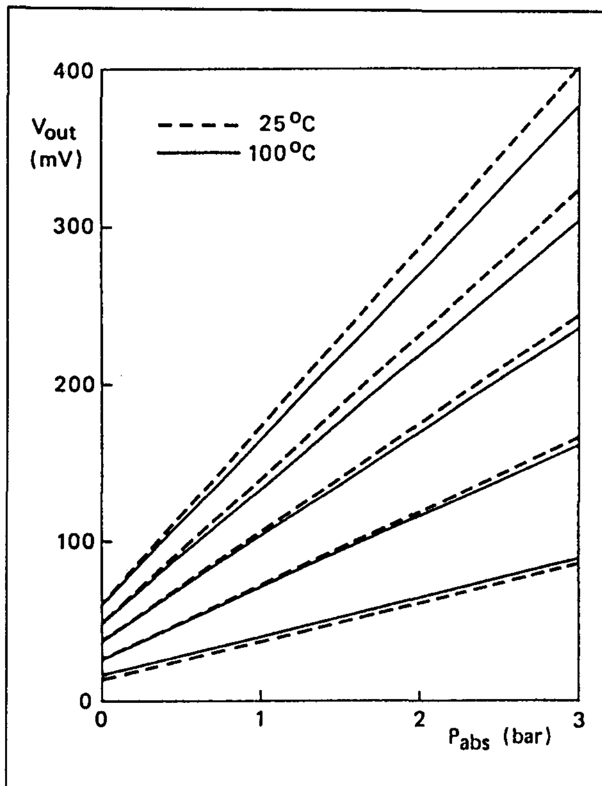


Figuur 19/5.1-2: De elektrische schakeling rond de vier piëzoresistieve weerstanden in de sensor.

De transferkarakteristiek van een druksensor

Het verband tussen de verschilspanning tussen de punten A en B van de brug en de absolute druk die op het diafragma wordt uitgeoefend is getekend in figuur 19/5.1-3.

5.1 Achtergrond-informatie



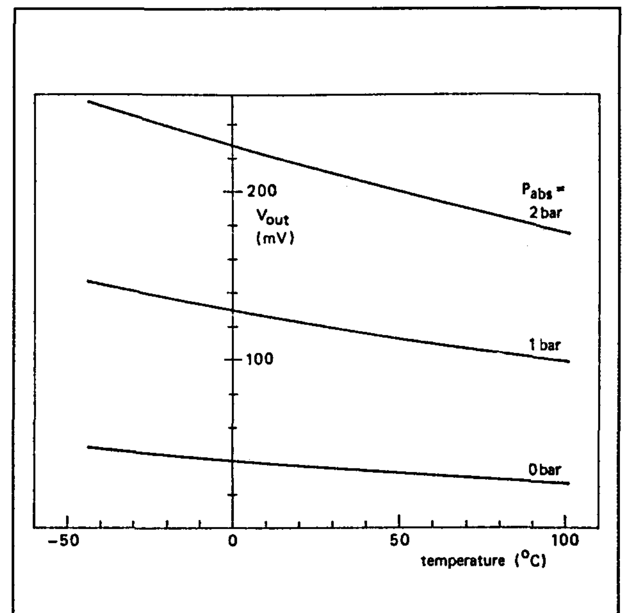
Figuur 19/5.1-3: De transferkarakteristiek van een piëzoresistieve druksensor.

In deze karakteristiek is een grafiekenbundel getekend, die de verschilspanning tussen de punten A en B geeft in functie van de voedingsspanning van de brug.
Hoewel het lijkt alsof de sensor vrij gevoelig is met een spanningsbereik tussen de 100 en de 400 mV moet men toch bedenken dat dit geldt voor een drukbereik van 3 Bar. Een en ander komt overeen met een gevoeligheid van 0,3 mV per mB of hPa. De luchtdruk varieert tussen de grenzen 980 en 1040 hPa, zodat een sensor over dit volledige bereik een uitgangsspanningsverschil van slechts 18 mV levert!

De temperatuurscoëfficiënt
Een tweede belangrijke eigenschap die men uit de grafiek kan afleiden is dat de transferkarakteristiek van de druksensor temperatuursgevoelig is. Dat is natuurlijk niet verwonderlijk.

Op de eerste plaats heeft de temperatuur ook een krimpen of uitzetten van de materie tot gevolg, zodat een temperatuursverschil van invloed zal zijn op de vervorming van het diafragma. Op de tweede plaats hebben de piëzoresistieve halfgeleiders natuurlijk ook een temperatuurscoëfficiënt die de brugschakeling beïnvloedt.

Als men de grafieken op een iets andere manier tekent, zodat de invloed van de temperatuur veel duidelijker zichtbaar wordt, dan ontstaat het plaatje van figuur 19/5.1-4.



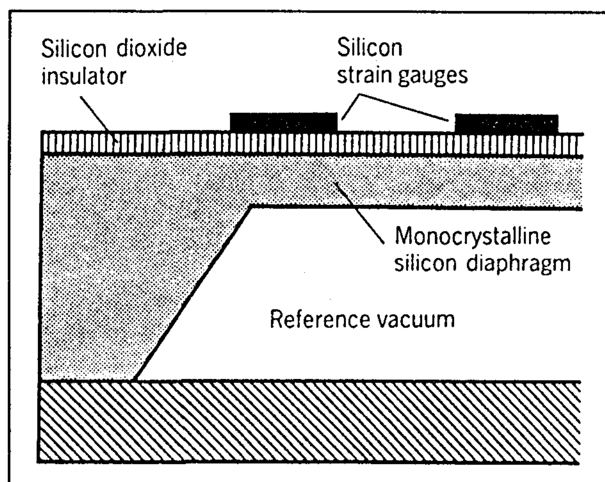
Figuur 19/5.1-4: De invloed van de temperatuur op de transferkarakteristiek van een piëzoresistieve sensor.

Hieruit blijkt zonder meer dat men de temperatuursinvloed op de werking van een sensor niet kan negeren.

De tot nu toe beschreven sensoren noemt men dan ook **ongecompenseerde sensoren**. Er zijn tegenwoordig echter ook sensoren in de handel die voorzien zijn van een ingebouwde temperatuurscompensatie. Deze worden in een volgend subhoofdstuk besproken.

Temperatuurbereik

Het gebruik van silicium als materiaal voor het diafragma en drager voor de piëzoresistieve elementen heeft één groot nadeel.
Boven de 100 °C zullen er lekstromen ontstaan tussen de elementen en de silicium drager, waardoor de lineariteit van de sensor afneemt. Dit is een verschijnsel dat sterk toeneemt als de temperatuur boven deze grens stijgt. Om dit probleem op te lossen heeft men een constructie bedacht waarbij tussen het silicium diafragma en de eigenlijke piëzoresistieve elementen een dunne laag siliciumdioxide SiO_2 wordt aangebracht, zie figuur 19/5.1-5.



Figuur 19/5.1-5: Het vergroten van het temperatuurbereik door het isoleren van de piëzoresistieve elementen van het silicium diafragma.

Door deze technologie is het mogelijk druksensoren te fabriceren die nog goed werken bij omgevingstemperaturen van 250 °C.

De hysteresisch

Als men de druk op een druksensor langzaam laat stijgen van druk 1 naar druk 2 zal ook de uitgangsspanning stijgen van meetwaarde 1 tot meetwaarde 2. Als men echter nadien de druk weer laat dalen tot druk 1 zal men vaststellen dat de uitgangsspanning niet geheel terug keert naar meetwaarde 1.
Dit verschijnsel noemt men de hysteresisch van de sensor.
Het verschijnsel wordt veroorzaakt door de mechanische eigenschappen van het diafragma dat door de interne starheid moeite heeft om na een verbuiging in de ene richting een even grote verbuiging in de andere richting goed te verwerken.

De elektrische hysteresisch van een druksensor is tamelijk klein. Een waarde van 0,1% is bij de meeste exemplaren zonder meer haalbaar, hetgeen in de praktijk te verwaarlozen is.

Praktische uitvoeringen van druksensoren

Inleiding

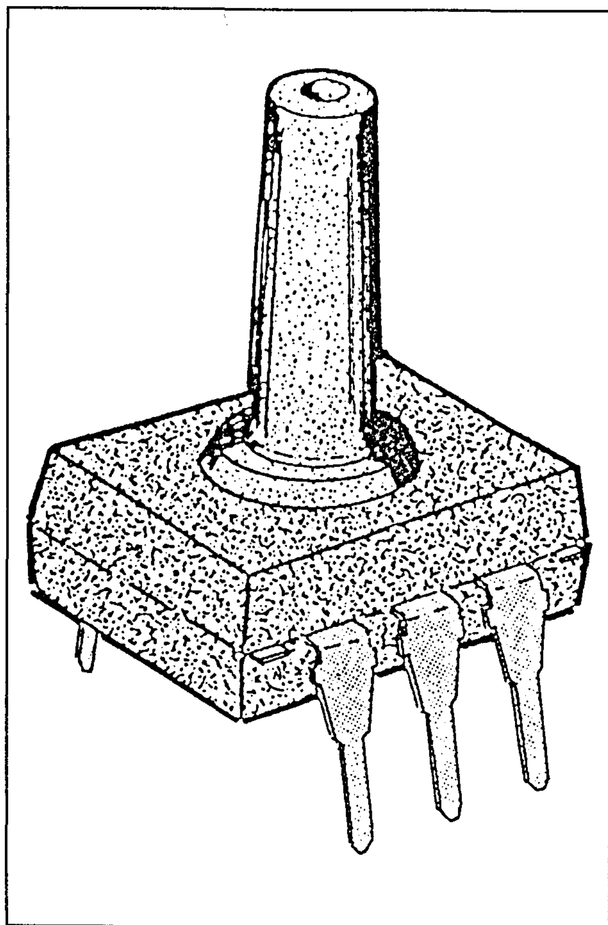
Er bestaan twee verschillende soorten druksensoren:
- de absolute of zogenaamd "aneroide" sensoren, die de absolute waarde van de luchtdruk meten en bruikbaar zijn in barometers en hoogtemeters;
- de referentie sensoren, die de verhouding meten tussen de luchtdruk en de druk van een ander gas en voornamelijk gebruikt worden in de chemische industrie.

De aneroide sensoren

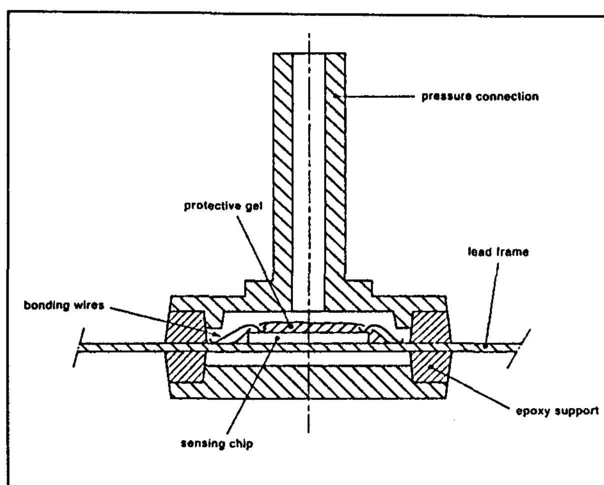
Het kleine kamertje onder het diafragma is volledig luchtledig, zodat aan de onderzijde van het membraan een druk 0 heerst.
De enige drukinvloed op het membraan is deze van de luchtdruk op de bovenzijde. In principe geven deze sensoren een uitgangsspanning af van 0 V als zij in het volledig luchtledige zouden ondergebracht worden. Dan is immers ook de druk aan de bovenzijde van het membraan 0 en wordt het membraan niet vervormd.

Dergelijke sensoren hebben in de meeste praktische uitvoeringen een vorm zoals getekend in figuur 19/5.1-6.

5.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/5.1-6: De uiterlijke vorm van een aneroide druksensor.



Figuur 19/5.1-7: Een doorsnede door een aneroide druksensor.

De eigenlijke sensor is aangebracht op een IC-drager, aan de bovenzijde van de behuizing is een klein pijpje aanwezig waarlangs de luchtdruk kan doordringen tot het membraan.
Het pijpje zorgt ervoor dat verontreinigingen niet zo gemakkelijk toegang krijgen tot de chip.

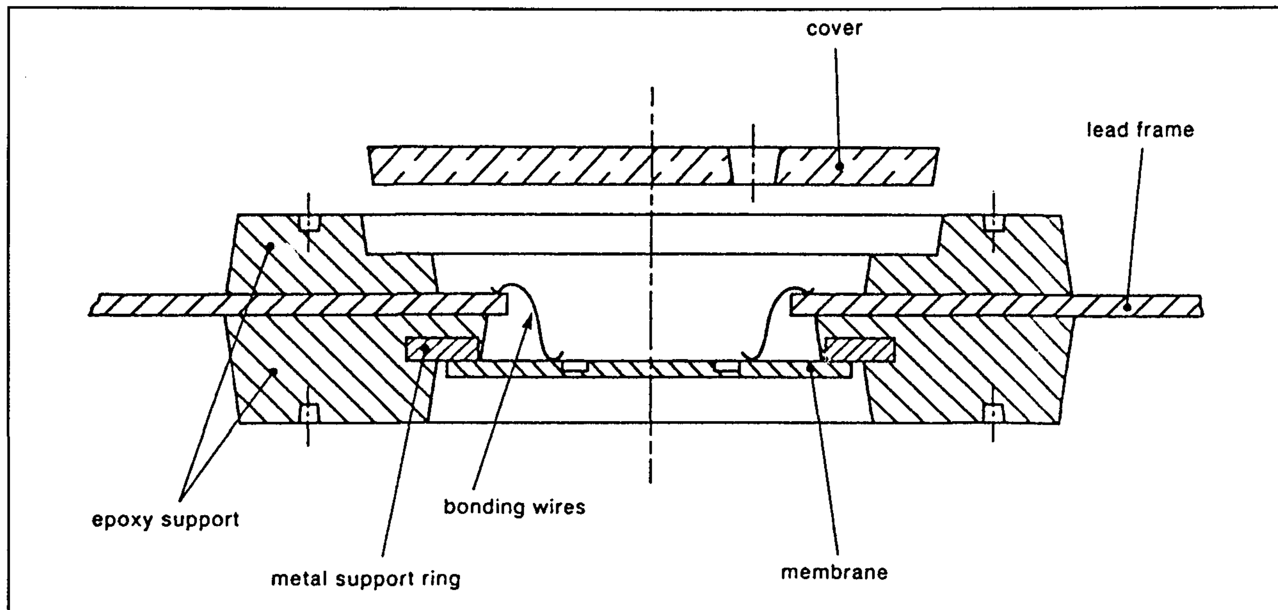
In figuur 19/5.1-7 is een doorsnede door zo'n sensor getekend. De eigenlijke sensor, de sensing chip, is aangebracht op het frame dat de aansluitpennetjes van het IC draagt. De piëzoresistieve halfgeleiders worden met dunne gouddraadjes verbonden met de aansluitpennetjes.
Boven de chip is een beschermende laag aangebracht van een soort gel, dat het gevoelige oppervlak van de chip beschermt tegen stof dat toch in de loop der jaren via het dunne pijpje in het IC valt.

De referentie sensor
Het tweede soort druksensoren werkt met de luchtdruk als referentie.
Deze sensoren meten dus een externe druk en vergelijken deze met de heersende luchtdruk. Het zal duidelijk zijn dat nu het membraan niet over een luchtledig kamertje mag worden aangebracht.

In de meeste gevallen hebben deze referentie-sensoren een uiterlijk als getekend in figuur 19/5.1-8.

Het membraan met de vier piëzoresistieve elementen is hier aangebracht in een opening in de behuizing. De bovenzijde van de behuizing is afgesloten met een dekseltje, voorzien van een of meerdere openingen. De onderzijde is uiteraard ook open, zodat druk aan weerszijden op het membraan kan inwerken. De te meten druk werkt in op de achterzijde van het membraan, zodat de gevoelige piëzoresistieve elementen niet in contact staan met het gas waarvan men de druk wil meten. De sensorzijde is de kant die blootgesteld wordt aan de omgevingslucht.

5.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/5.1-8: Doorsnede door een referentie-sensor.

Dank zij deze constructie zijn deze sensoren redelijk bestand tegen agressieve media, zodat zij toegepast kunnen worden in benzinemotoren, chemische processen enzoverder. Om de chemische bestendigheid nog groter te maken wordt er soms op het silicium membraan een dunne laag koper of edelstaal aangebracht.
In de meeste gevallen zijn deze sensoren zo uitgevoerd dat zij stevig over een opening kunnen geschroefd worden die is aangebracht in de drukkamer waarin het gas zich bevindt waarvan men de druk wil meten.

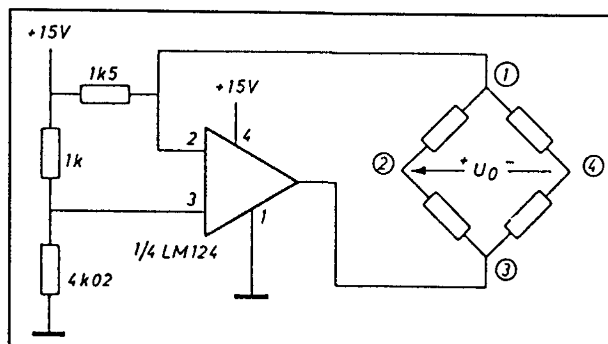
De elektronica rond de sensoren

De voeding van de sensoren

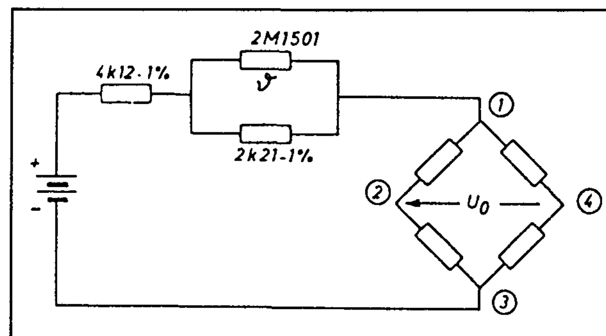
Zoals reeds gezegd moet één diagonaal van de brug van Wheatstone gevoed worden met een gelijkspanning. Vanwege de zeer lage uitgangsspanning van de sensor worden zeer hoge eisen gesteld aan de stabiliteit van deze voeding.
Het nadeel van een voeding uit een constante spanningsbron is echter dat de temperatuurscoëfficiënt van de sensor een extra invloed op de uitgangsspanning uitoefent. Doordat de weerstand van de piëzoresistieve elementen groter of kleiner wordt onder de invloed van de temperatuur zullen de twee stromen die door de twee takken van de brug vloeien ook gaan stijgen of dalen. Het gevolg is dat het spanningsverschil over de tweede diagonaal beïnvloed wordt door deze variërende stromen.

Beter is het de voedingsdiagonaal van de sensor te voeden uit een constante stroombron.
Als de weerstanden in waarde gaan variëren heeft dit geen invloed op de stroom, maar wel op de spanning. Op deze manier wordt de invloed van de temperatuurscoëfficiënt van de elementen kleiner. Het nadeel van deze methode is echter dat de gevoeligheid van de sensor gaat dalen. Men moet dus een compromis zoeken tussen een aanvaardbare temperatuursafhankelijkheid en een aanvaardbare gevoeligheid.

5.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/5.1-9: Het voeden van een druksensor uit een zeer constante stroombron.



Figuur 19/5.1-10: Het compenseren van de temperatuurscoëfficiënt door middel van thermistoren.

In figuur 19/5.1-9 is het schema getekend van een constante stroombron die men als voeding voor een druksensor kan gebruiken.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van een spanningsdeler ingesteld op een constante spanning. Tussen de voeding en de uitgang van de operationele versterker is een tweede spanningsdeler opgenomen, samengesteld uit een vaste weerstand en de voedingsdiagonaal van de sensor. De operationele versterker zal streven naar spanningsgelijkheid op de beide ingangen. Omdat de niet-inverterende ingang op een constante spanning staat, zal ook de inverterende ingang op een constante spanning staan. De stroom die uit de voeding via de weerstand van 1,5 kΩ naar de inverterende ingang vloeit kan alleen via de sensor afvloeien naar de uitgang. De waarde van deze stroom wordt dus niet bepaald door de waarde van de sensorweerstand, maar door de waarde van de drie weerstanden aan de ingangen van de operationele versterker. Als men daar zeer stabiele metaalfilmweerstanden voor kiest is men zeker van een van de temperatuursonafhankelijke sturing van de sensor.

Door gebruik te maken van speciaal geselecteerde thermistoren kan men toch gebruik maken van een voeding uit een constante spanning. Het schema is getekend in figuur 19/5.1-10.

De temperatuurscoëfficiënt van de thermistoren moet tegengesteld zijn aan deze van de sensor. Eventueel kan men, door de serieweerstand onder de vorm van een instelpotentiometer uit te voeren, kleine afwijkingen afregelen, zodat het systeem kan worden ingesteld op minimale temperatuurscoëfficiënt.

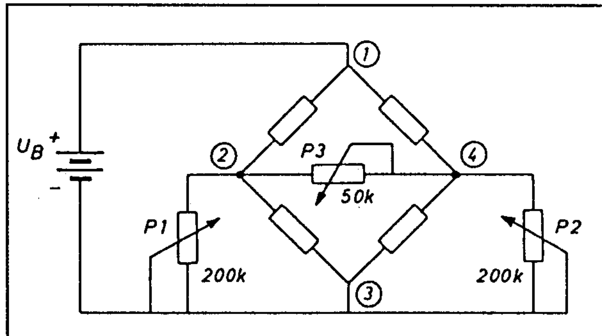
Compensatie van de offsetspanning

Een aneroide sensor zou, zoals reeds gezegd, in het absolute luchtledige een uitgangsspanning van 0 V moeten afleveren. In de praktijk is dit niet het geval, zelfs bij een druk van nul zal het IC toch een kleine spanning leveren. Dit wordt de offset genoemd. Hoewel deze omstandigheid in de dagelijkse praktijk natuurlijk nooit zal voorkomen zal men bij zeer nauwkeurige toepassingen de invloed van de offset moeten compenseren.

Een bruikbaar schema is getekend in figuur 19/5.1-11.

Naar gelang de polariteit van de offsetspanning geschiedt de regeling op minimale offset met een van de potentiometers P1 of P2. De in de uitgangsdiagonaal opgenomen potentiometer P3 kan gebruikt worden voor het afregelen van de schakeling. Met dit onderdeel kan men de gevoeligheid van de sensor bijvoorbeeld instellen op 1 mV per hPa, een voorwaarde als men gebruik maakt van een digitale uitlezing.

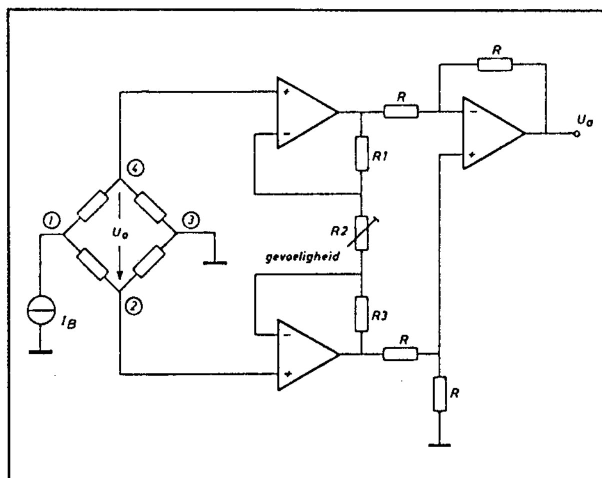
5.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/5.1-11: Het compenseren van de offset op de uitgangsspanning van een aneroide sensor.

Het versterken van de uitgangsspanning

Zoals gezegd levert een piëzoresistieve druksensor een zeer kleine uitgangsspanning af. Zeker bij het meten van de luchtdruk met zijn beperkt bereik is het absoluut noodzakelijk de uitgangsspanning van de sensor behoorlijk te versterken. Men moet werken met een gevoelige verschilversterker, die het verschil berekent tussen de spanningen op de twee hoeken van de uitgangsdiagonaal en deze kleine verschilspanning versterkt.
In de meeste gevallen wordt daarvoor beroep gedaan op een instrumentatie-versterker, waarvan het basisschema is getekend in figuur 19/5.1-12.



Figuur 19/5.1-12: Met behulp van een instrumentatie-versterker wordt het kleine spanningsverschil over de diagonaal van de sensor versterkt.

De twee eerste trappen vormen de voorversterker. De twee meetpunten gaan ieder naar een eigen op-amp. De versterking van deze trap wordt bepaald door de verhouding van de weerstanden R3 en R1 ten opzichte van R2. Door het afregelen van deze laatste weerstand kan men de versterking van de trap instellen en daarmee de gevoeligheid aanpassen aan het gebruikte meetinstrument. De derde operationele versterker berekent het spanningsverschil tussen beide uitgangen van de voorgaande operationele versterkers en zorgt er bovendien voor dat deze verschilspanning ten opzichte van de massa kan gemeten worden. Op deze manier kan men de versterkte unipolaire spanning verder verwerken met bijvoorbeeld een digitale paneelmeter die de spanning op een punt ten opzichte van het massapotentiaal meet.

Gecompenseerde druksensoren

Inleiding

Zoals reeds gezegd is het grootste nadeel van piëzoresistieve druksensoren dat zij zeer gevoelig zijn voor de bedrijfstemperatuur van het onderdeel. Omdat dit in de praktijk zeer vervelend is heeft men sensoren ontwikkeld die zijn uitgerust met interne elektronische schakelingen die deze temperatuursafhankelijkheid reduceren. En omdat men dan toch elektronica in de chip aan het integreren is belet niets de fabrikant om naast deze compensatie ook nog eens de instrumentatie-versterker in het IC in te bouwen! Op deze manier ontstaan zeer betrouwbare volledig geïntegreerde meetsystemen die een direct verwerkbare gelijkspanning afleveren die recht evenredig is met de druk en nauwelijks beïnvloed worden door de temperatuur.

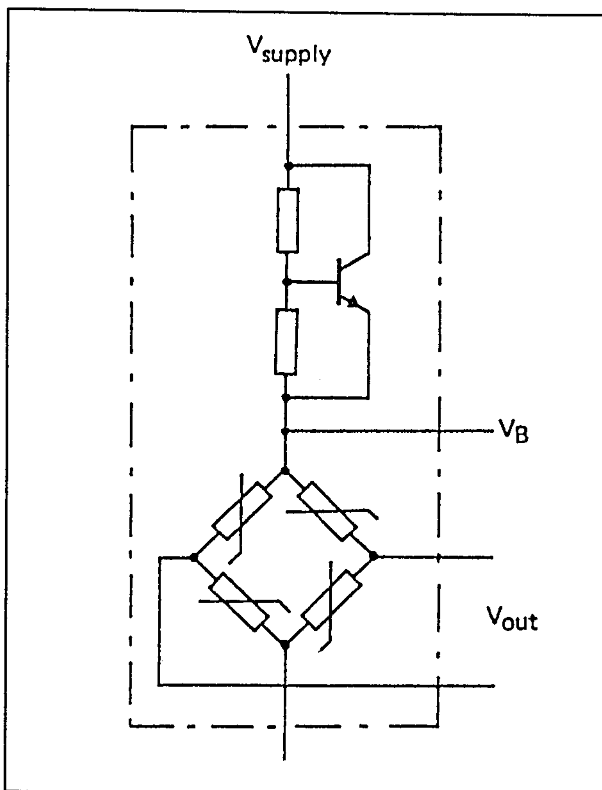
De gecompenseerde sensor

Uit de grafieken van figuur 19/5.1-4 kan men afleiden dat de gevoeligheid van de schake-

5.1 Achtergrond-informatie

ling kleiner wordt als de temperatuur stijgt. Op de een of andere manier moet dus deze gevoeligheidsdaling gecompenseerd worden. Dat zou bijvoorbeeld kunnen door de voedingsspanning van de sensor te laten stijgen als de temperatuur stijgt. Hierdoor zal de uitgangsspanning tussen de twee punten van de uitgangsdiagonaal van de brug gaan stijgen, waardoor de gevoeligheidsdaling gecompenseerd wordt.

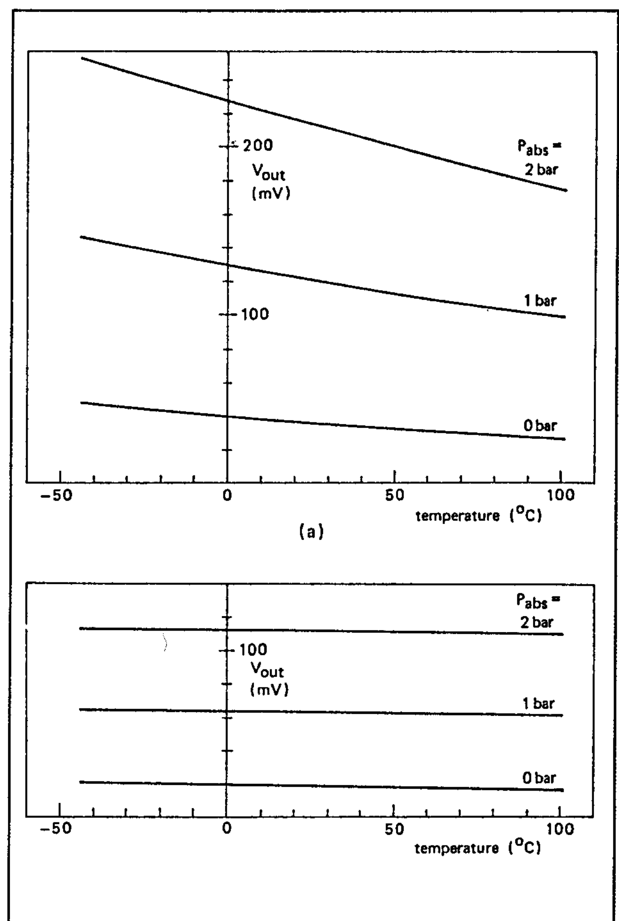
Het meest algemene principe dat daarvoor wordt toegepast is geschetst in figuur 19/5.1-13. In serie met de voedingsdiagonaal van de brug wordt een silicium-transistor opgenomen. De basis-emitter spanning van zo'n transistor is ook heel temperatuursgevoelig. Deze spanning stijgt als de temperatuur stijgt. De transistor is als zogenaamde "U_{BE}-vermenigvuldiger" geschakeld.



Figuur 19/5.1-13: Het basisschema van een gecompenseerde druksensor bestaat uit de brugweerstanden en een transistortrap.

Als de temperatuur stijgt zal de basis-emitter spanning gaan stijgen, waardoor de transistor meer gaat geleiden. Hierdoor neemt zijn inwendige weerstand af en zal er minder spanning over de halfgeleider vallen. Omdat de transistor in serie is geschakeld met de sensor betekent dit dat er bij stijgende temperatuur meer voedingsspanning beschikbaar komt voor de sensor.

In de praktijk werkt men niet met één transistor, maar met een stuk of vier. Iedere transistor is ingesteld op een ander werkpunt. Op deze manier slaagt men er in de temperatuurscoëfficiënt van de sensor met een factor tien te laten dalen.



Figuur 19/5.1-14: Vergelijking van de temperatuurscoëfficiënten van een niet-gecompenseerde en van een gecompenseerde sensor.

5.1 Achtergrond-informatie

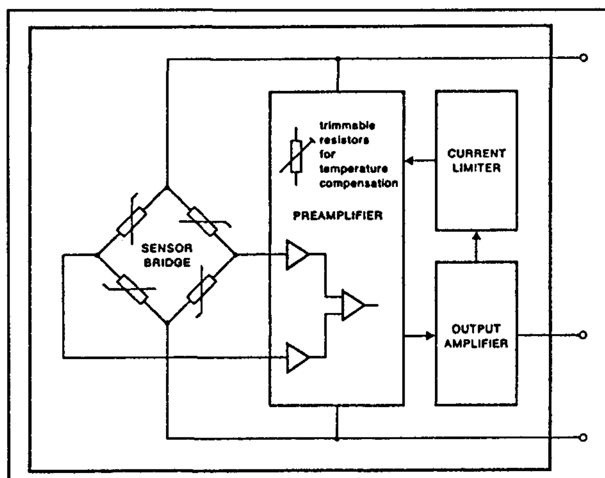
In de grafieken van figuur 19/5.1-14 wordt te temperatuursinvloed op een niet-gecompenseerde (boven) vergeleken met deze op een gecompenseerde sensor (onder).

De sensor met ingebouwde versterker
Er zijn diverse fabrikanten die druksensoren met geïntegreerde versterkers leveren. Als voorbeeld wordt de KPZ21GE van Philips behandeld.

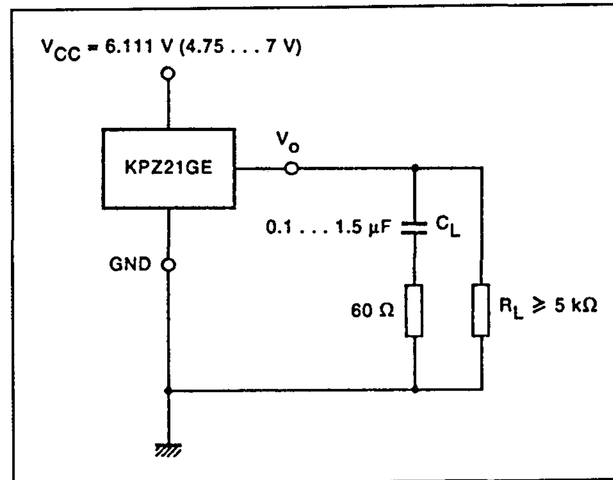
Het interne blokschema van deze sensor is getekend in figuur 19/5.1-15.

De ingebouwde elektronica zorgt niet alleen voor het versterken en unipolair maken van het sensorsignaal, maar compenseert bovendien de temperatuurscoëfficiënt en de offset van de sensor. Daartoe zijn een aantal trimbare weerstanden op de chip aangebracht, die tijdens de fabricage van de sensor worden afgeregeld op minimale temperatuurscoëfficiënt en offset. De schakeling versterkt het primaire sensorsignaal met een factor tussen de 20 en de 80.

Dat het met dergelijke schakelingen mogelijk is zeer eenvoudige drukmeters te ontwerpen blijkt wel uit het applicatieschema van de KPZ21GE, getekend in figuur 19/5.1-16.

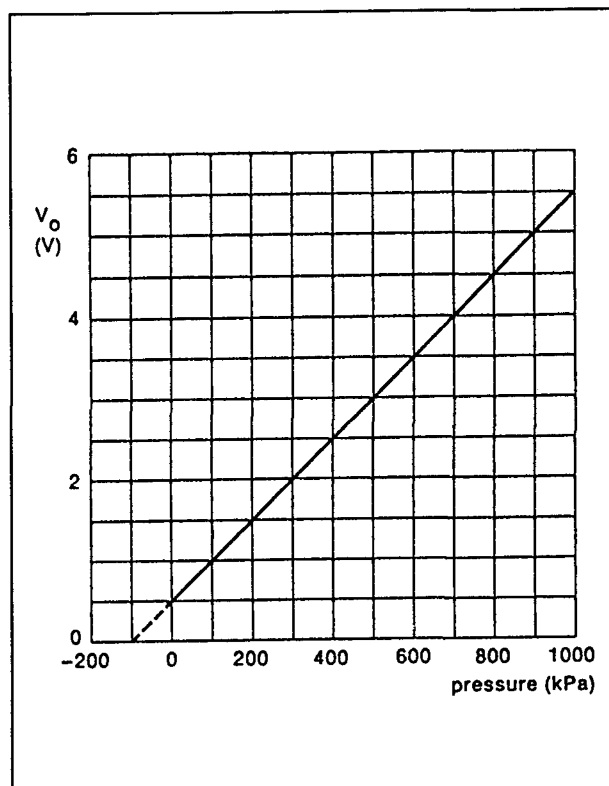


Figuur 19/5.1-15: Blokschema van een typische druksensor met ingebouwde instrumentatie-versterker.



Figuur 19/5.1-16: Een praktische schakeling met een sensor met versterker.

In figuur 19/5.1-17 is de transferkarakteristiek van deze sensor getekend voor een voedingsspanning van 6,111 V en een meetbereik van 0 tot 1000 kPa.



Figuur 19/5.1-17: De transferkarakteristiek van de KPZ21GE bij een voedingsspanning van 6,111 V

19/5.2

Type-beschrijving

KPY 10

ongecompenseerde aneroide sensor

Een absolute druksensor van Duits fabrikaat die ook vaak in goedkope digitale kamerbarometers wordt aangetroffen. De sensor is niet temperatuurgecompenseerd en bevat niets meer dan de vier piëzoresistieve elementen.

Technische gegevens

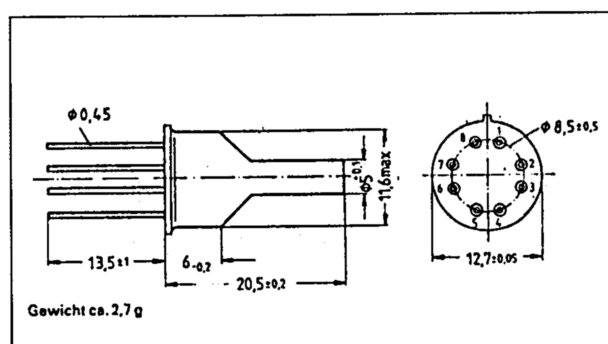
- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 19/5.2-1
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 19/5.2-2
- meetbereik: 0 tot 200 kPa
- voedingsspanning: 16 V max.
- bedrijfstemperatuur: -30 tot +125 °C
- drukhysteresisch: 0,5 % volle schaal max.
- offset-spanning: +/-0,5 mV/V
- temp. coëf.: -0,2 %/°C
- gevoeligheid: 10 mV/hPa

Voorbeeld-schakeling

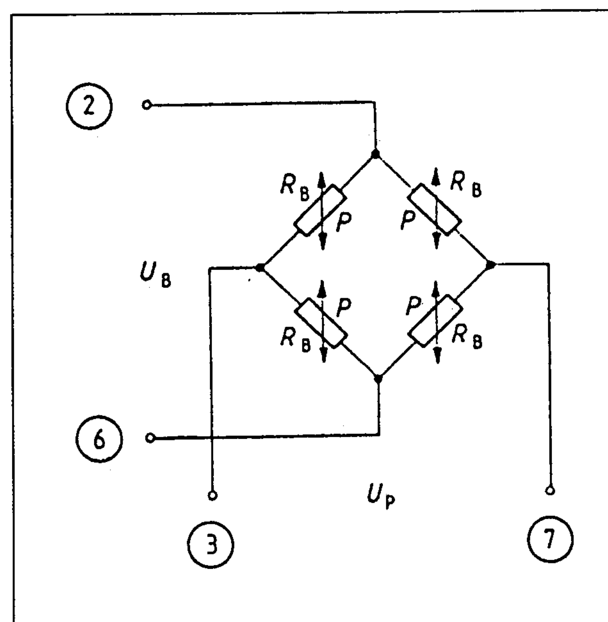
- figuur 19/5.2-3:

Analoge barometer rond de KPY 10.

Het uitgangssignaal van de sensor wordt afgevlakt met behulp van de condensator C16. De eerste operationele versterker OP4 zorgt voor de compensatie van de gezamenlijke offset's van alle versterkers. De verschilspanning over de sensorbrug wordt versterkt door de instrumentatieversterker die is opgebouwd rond de operationele versterkers OP5 en OP6. Met behulp van de instelpotentiometer P6 kan de schaalfactor van deze versterker ingesteld worden en de schakeling geijkt.



Figuur 19/5.2-1: Behuizing van de KPY 10.



Figuur 19/5.2-2: Aansluitgegevens en intern blokschema van de KPY 10.

De temperatuurscoëfficiënt van de sensor wordt gecompenseerd door in de versterkingsregeling van deze instrumentatiever-

sterker een temperatuurweerstand R55 op te nemen. Het versterkte signaal moet nu nog gerefereerd worden aan de massa. Hiervoor zorgt op-amp OP7, die als verschilversterker is geschakeld en het verschil tussen de beide uitgangsspanningen van OP5 en OP6 berekent. Op de uitgang van OP7 staat een signaal ten opzichte van de massa dat recht evenredig is met de druk. De schaalfactor van de tot nu toe besproken schakeling bedraagt 1 V per 1000 hPa. Omdat het nuttige bereik van deze meter tussen de 850 en de 1099 hPa ligt, moet van de uitgangsspanning van OP7 nog een spanning van precies 850 mV afgetrokken worden. Dat gebeurt met de verschilversterker OP8. Deze versterker zal het verschil bovendien nog eens tien keer versterken. Op de uitgang van de schakeling staat een spanning van 0 V voor een luchtdruk van 850 hPa en een spanning van 2,49 V voor een luchtdruk van 1099 hPa.

KPZ 20 G

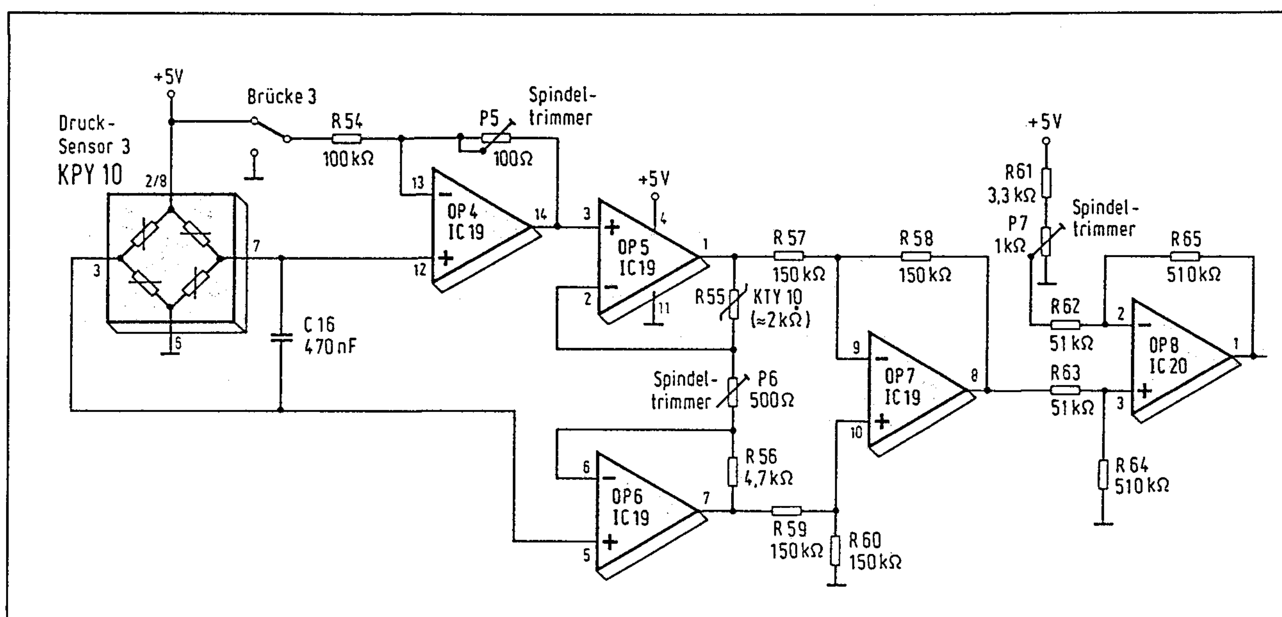
ongecompenseerde referentie sensor

Ongecompenseerde sensor van Philips ontworpen voor het meten van relatieve drukken ten opzichte van de atmosfeer.

Het diafragma is voorzien van een opgedampte koperlaag, waardoor de sensor beter bestand is tegen industriële gassen en vloeistoffen.
De behuizing is voorzien van een rubber O-ring in een groef, zodat de sensor gasdicht tegen de wand van een reactievat geschroefd kan worden.

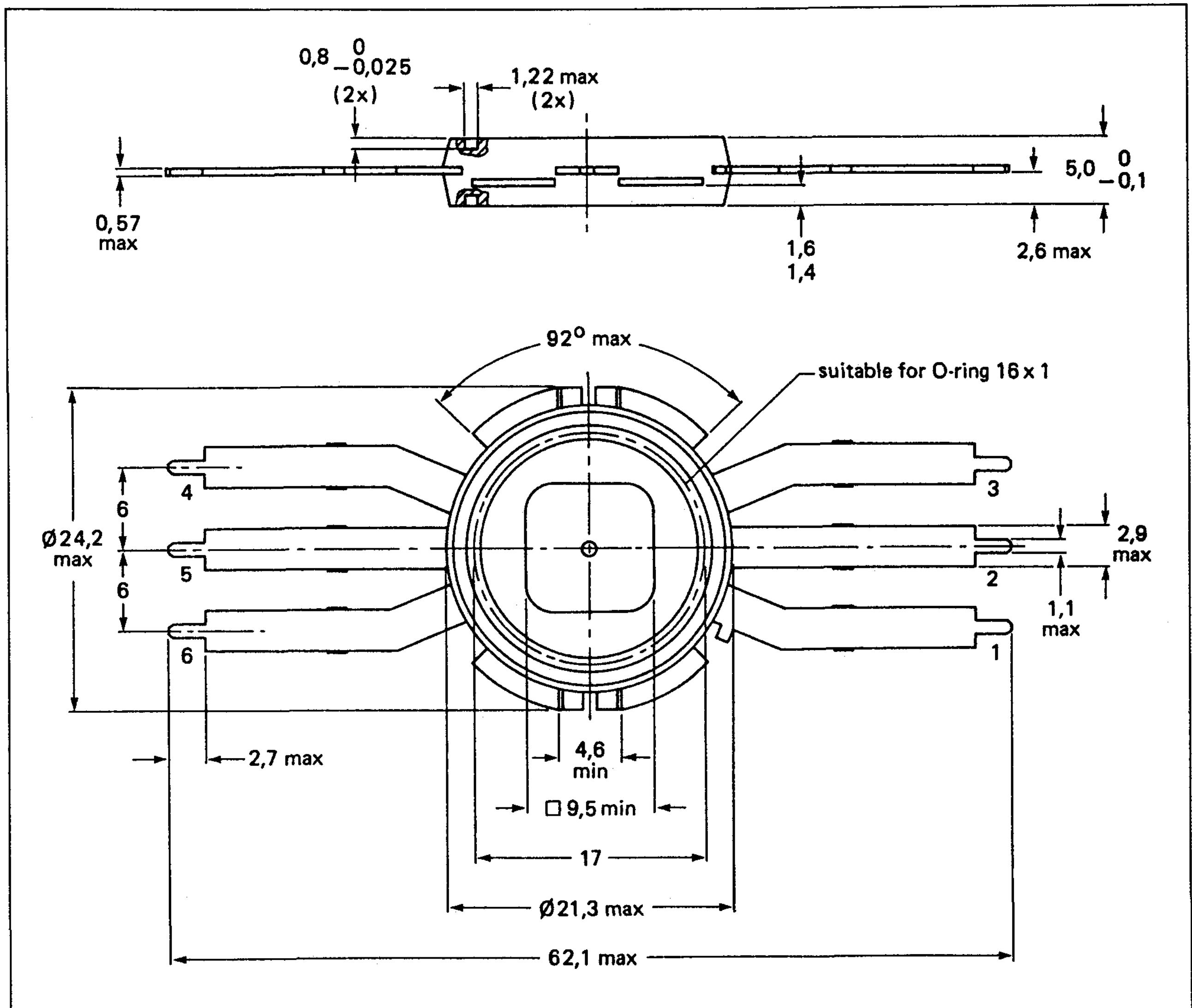
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/5.2-4
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-5
- meetbereik: -100 tot +200 kPa
- maximale druk: 500 kPa
- voedingsspanning:
  7,5 V typisch,
  16 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- brugweerstand: 2,0 kΩ +/-1,0 kΩ
- drukhysteresisch:
  0,2 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/-5,0 mV/V
- temp. coëf.: -0,15 %/°K
- gevoeligheid: figuur 19/5.2-6
- resonantiefrequentie diafragma:
  5 kHz
- lineariteit: +/-0,5 % volle schaal



Figuur 19/5.2-3: Voorbeeld-schakeling van een analoge barometer met de KPY 10.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-4: Behuizing van de KPZ 20 G.

KPZ 21 G

ongecompenseerde referentie sensor

Ongecompenseerde sensor van Philips ontworpen voor het meten van relatieve drukken in een groot meetbereik ten opzichte van de atmosfeer.

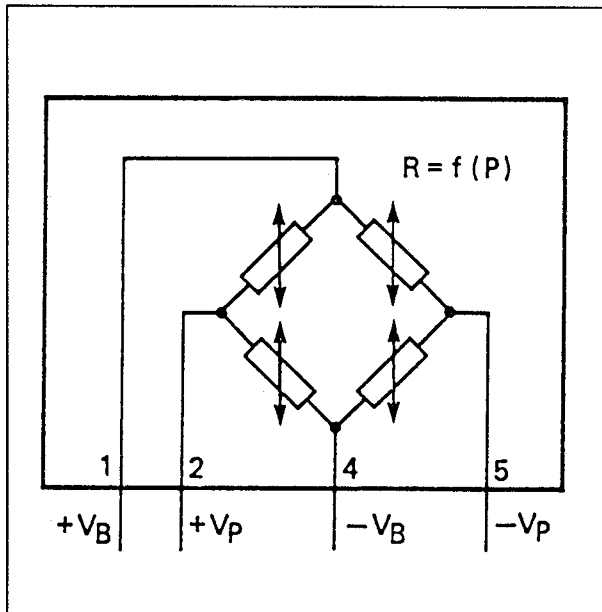
Het diafragma is voorzien van een opgedampte koperlaag, waardoor de sensor beter bestand is tegen industriële gassen en vloeistoffen.

De behuizing is voorzien van een rubber O-ring in een groef, zodat de sensor gasdicht tegen de wand van een reactievat geschroefd kan worden.

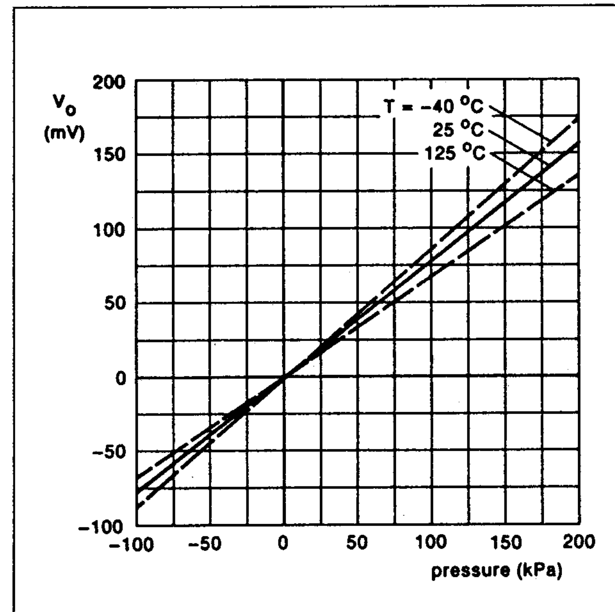
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/5.2-7
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-8
- meetbereik: -100 tot +1000 kPa
- max.druk: 2000 kPa
- voedingsspanning:
  7,5 V typisch
  16,0 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- brugweerstand: 2,0 kΩ +/-1,0 kΩ
- drukhysteresisch: 0,2 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/-5,0 mV/V
- temp. coëf.: -0,15 %/°K

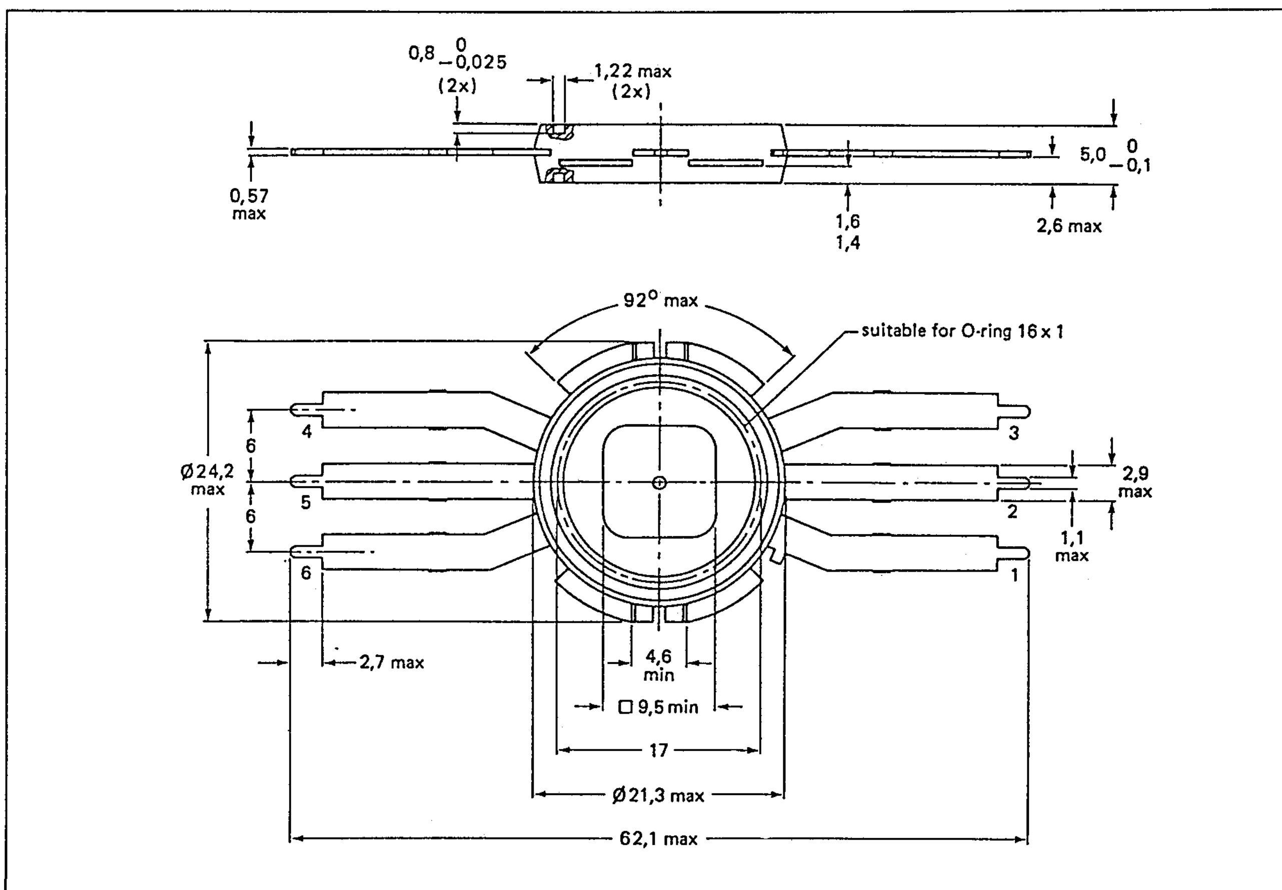
5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-5: Het interne schema van de KPZ 20 G.

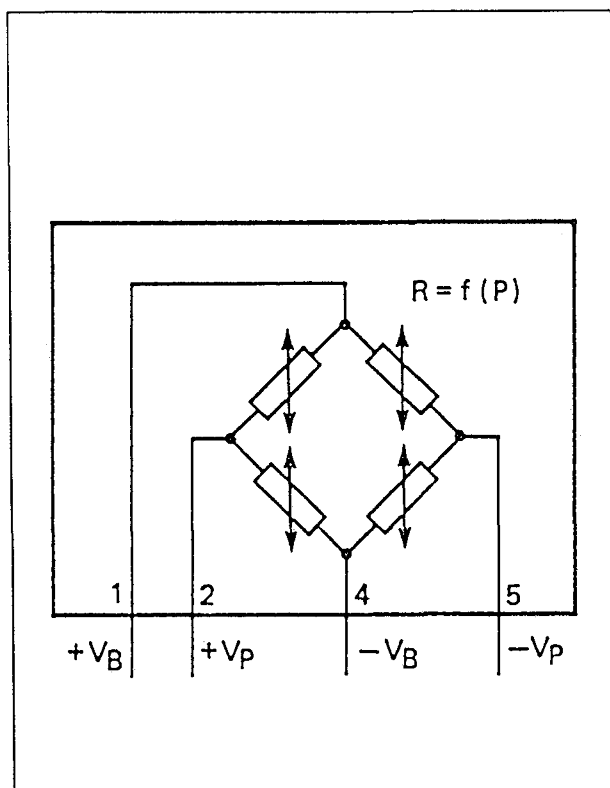


Figuur 19/5.2-6: Gevoeligheidscurve van de KPZ 20 G.

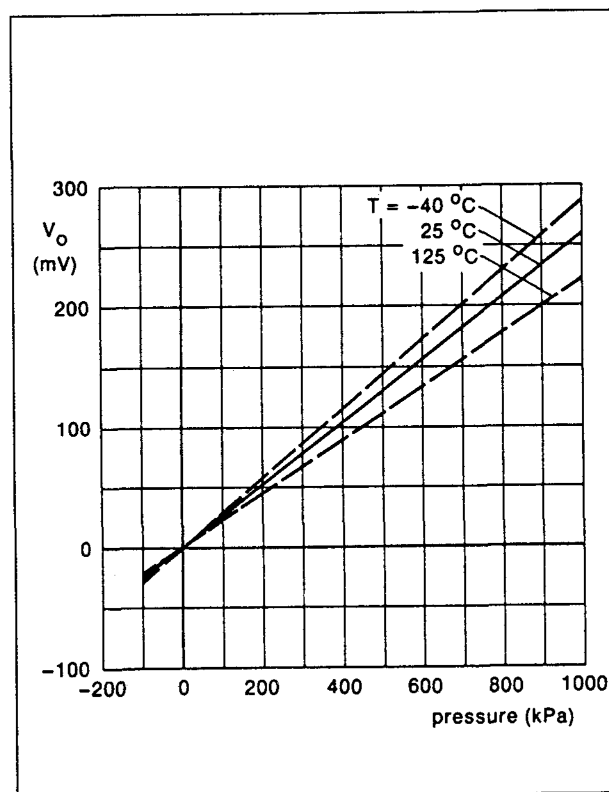


Figuur 19/5.2-7: Behuizing van de KPZ 21 G.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-8: Het interne schema van de KPZ 21 G.



Figuur 19/5.2-9: Gevoeligheidscurve van de KPZ 21 G.

- gevoeligheid: figuur 19/5.2-9
- resonantiefrequentie diafragma: 5 kHz
- lineariteit: +/-0,3 % volle schaal

KPZ 20 GE

gecompenseerde referentie sensor

Dit is een sensor met ingebouwde instrumentatie-versterker en temperatuurscompensatie voor het meten van relatieve drukken.

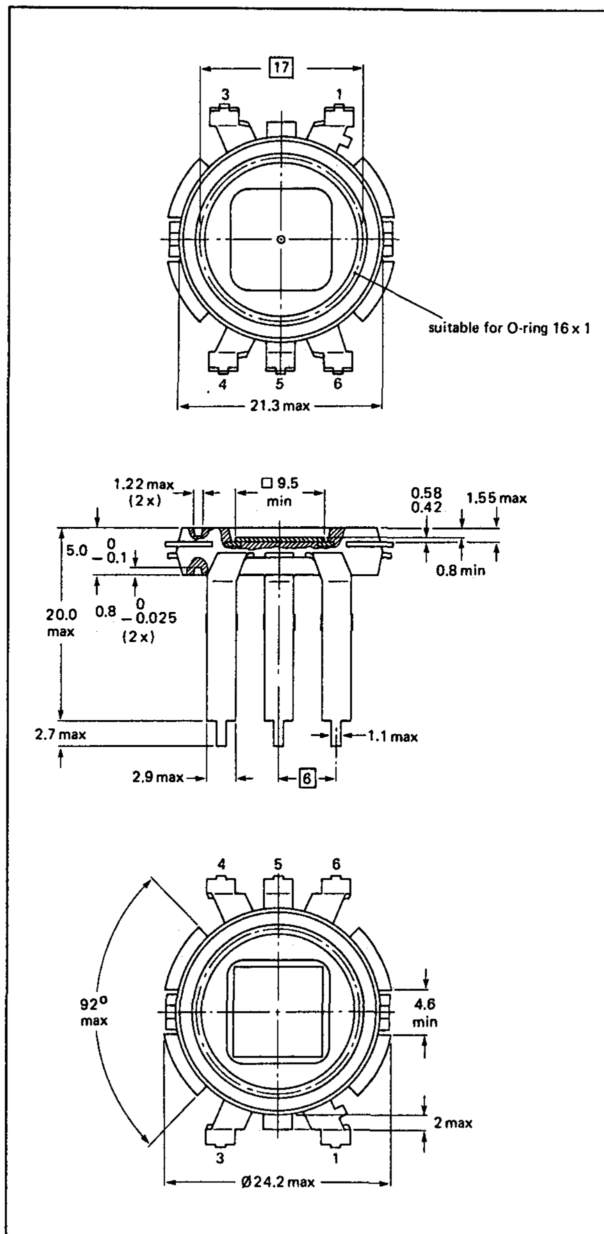
Ook hier wordt een verkoperd diafragma toegepast en kan de behuizing met behulp van een rubber ring tegen een opening in een vat worden geschroefd. De eigenlijke elementen van de sensor zijn beschermd door een laagje gel.

De sensor is ontwikkeld voor het meten van drukken van industriële vloeistoffen en gassen en eist een minimaal aantal externe componenten.

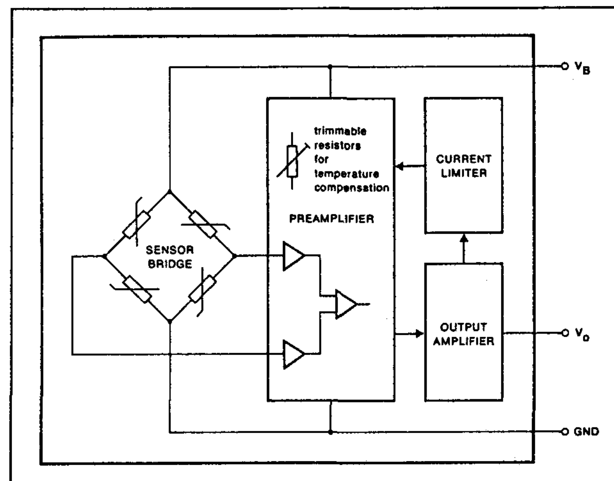
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/5.2-10
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 19/5.2-11
- meetbereik: -100 tot +1000 kPa
- maximale druk: 3000 kPa
- voedingsspanning:
  6,111 V typisch
  8,0 V max.
- voedingsstroom: 8 mA
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +120 °C
- drukhysteresisch: 0,5 % volle schaal max.
- offsetspanning: 0,500 V max.
- gevoeligheid: figuur 19/5.2-12
- resonantiefrequentie diafragma: 5 kHz
- lineariteit: +/-0,5 % volle schaal
- kortsluitstroom: 7,0 mA
- minimale belastingsweerstand: 5 kΩ
- maximale belastingscapaciteit: 1,5 µF met 60 Ω in serie

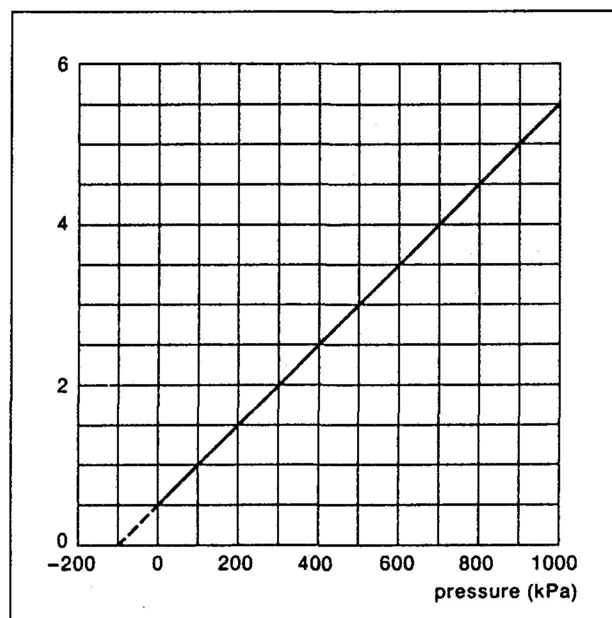
5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-10: Behuizing van de KPZ 20 GE.



Figuur 19/5.2-11: Het interne schema van de KPZ 20 GE.



Figuur 19/5.2-12: Gevoeligheid KPZ 20 GE.

- reactietijd voor volle schaal: 10 ms

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/5.2-13:

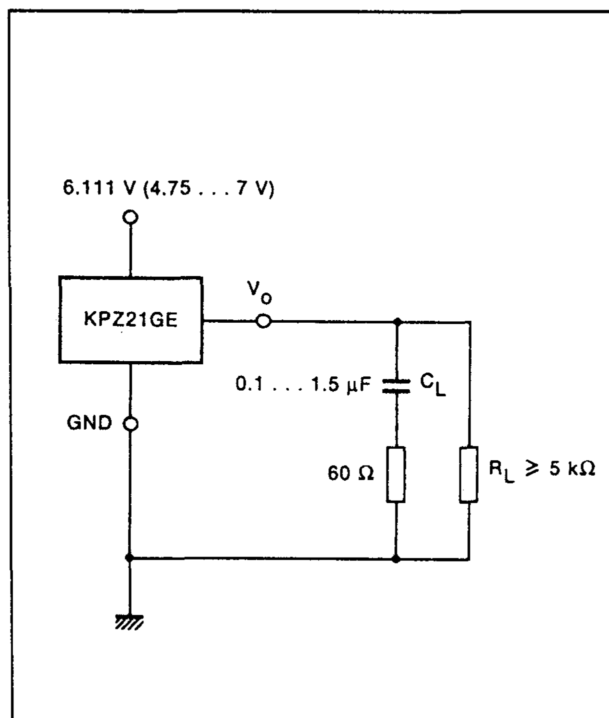
Volledige schakeling rond de KPZ 21 GE, waarbij de exacte waarde van de gebruikte voedingsspanning opvalt en de schakeling afgesloten moet worden met een seriekring van een weerstand en een condensator voor het onderdrukken van oscillaties.

KP 100 A

gecompenseerde aneroide sensor

Goedkope druksensor van Philips, die vaak gebruikt wordt in digitale kamerbarometers en eenvoudige hoogtemeters voor amateur vliegtuigtoepassingen. De sensor bestaat uit een vacuüm gezogen siliciumcel, aangesloten op een transistorarray voor de temperatuurscompensatie.

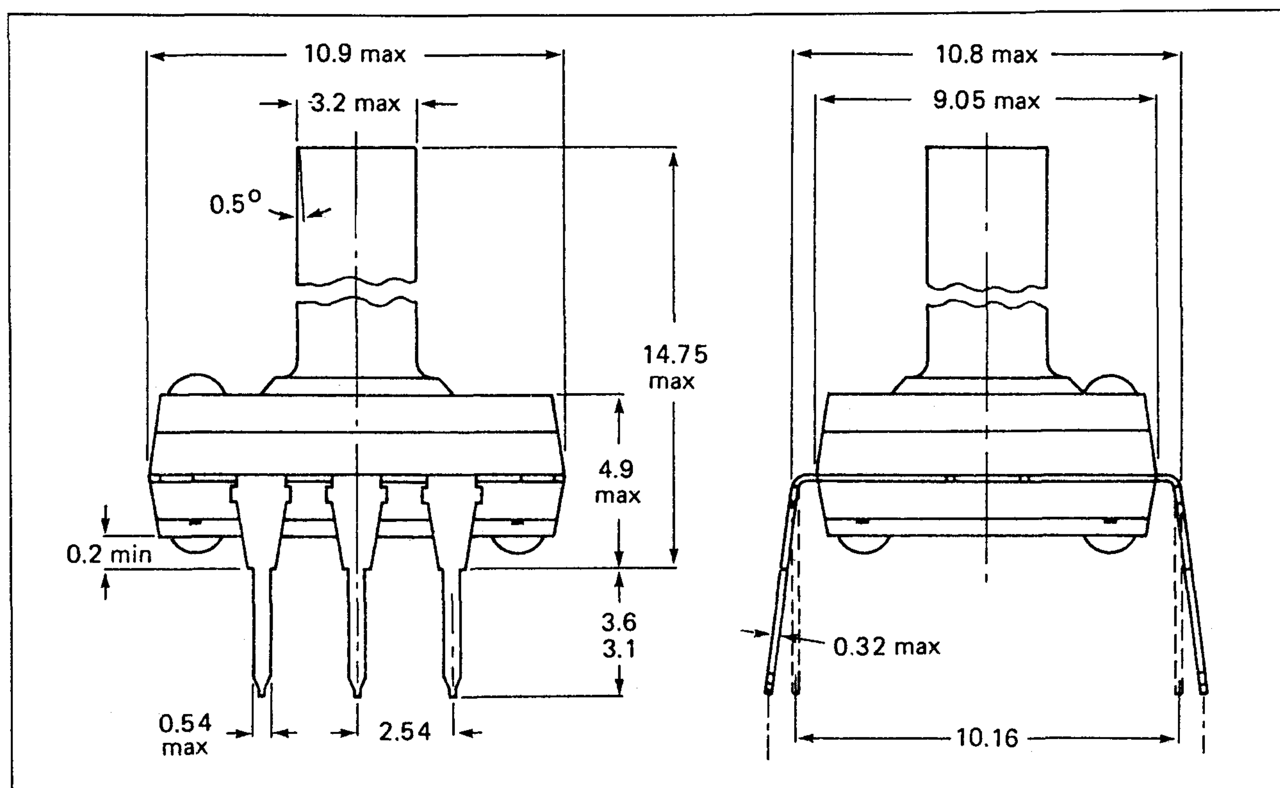
5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-13: Voorbeeld-schakeling rond de KPZ 21 GE.

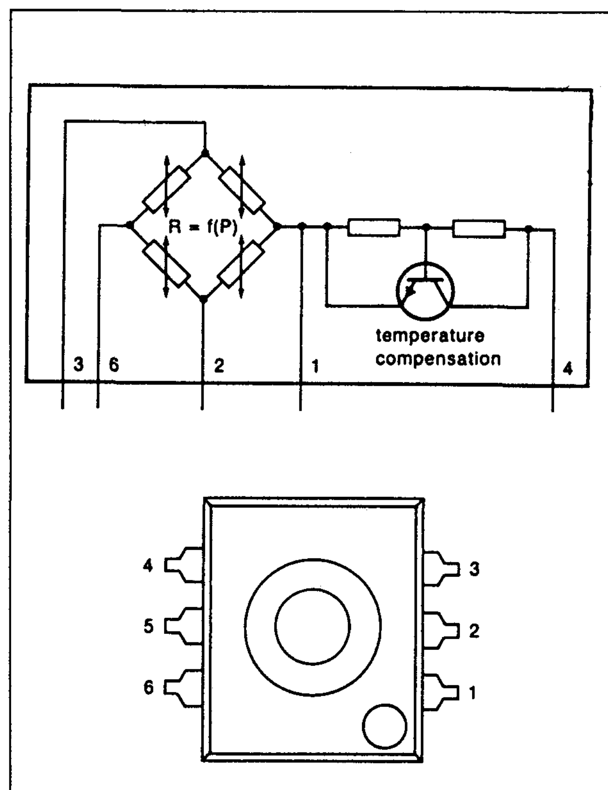
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/5.2-14
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 19/5.2-15
- meetbereik: 0 tot +200 kPa
- maximale druk: 400 kPa
- voedingsspanning: 7,5 V typisch, 12,0 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- drukhysteresisch: 0,1 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/-37,5 mV max.
- gevoeligheid: ongecompenseerd: figuur 19/5.2-16 gecompenseerd: figuur 19/5.2-17
- lineariteit: +/-0,5 % volle schaal
- brugweerstand: 1800 +/-400 Ω
- temperatuurscoëfficiënten:
  - offset: +/-0,05 %/°C
  - gevoeligheid ongecompenseerd: -0,22 %/°C
  - gevoeligheid gecompenseerd: 0,5 %

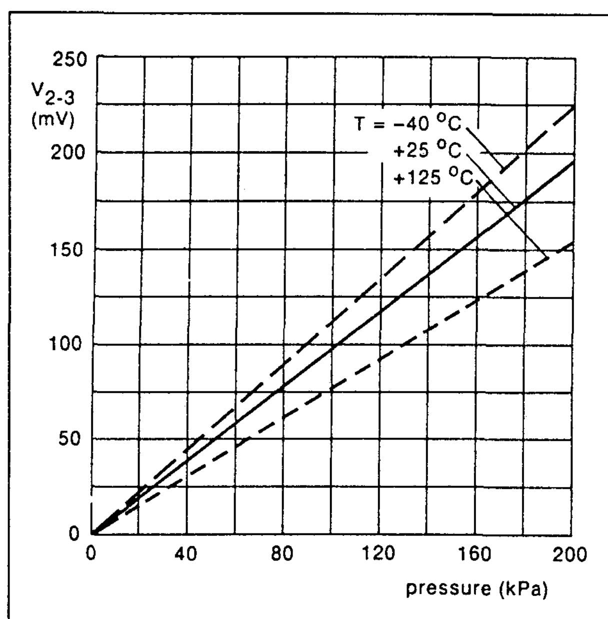


Figuur 19/5.2-14: Behuizing van de KP 100 A.

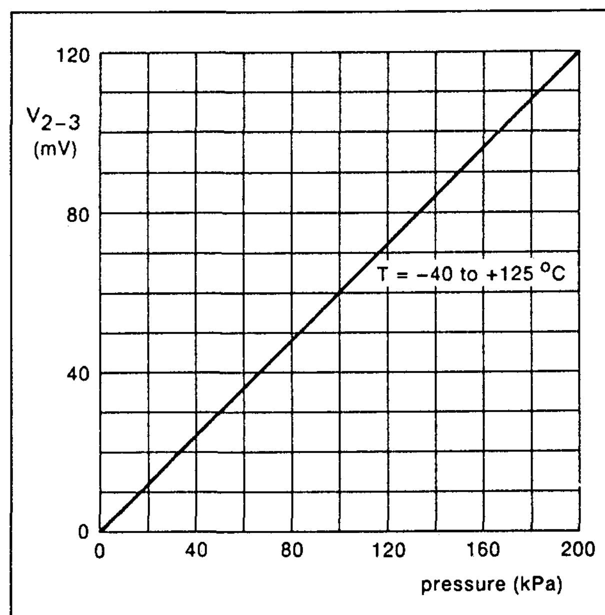
5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-15: Het interne schema en de aansluitgegevens van de KP 100 A.



Figuur 19/5.2-16: Gevoeligheid van de KP 100 A zonder compensatie.



Figuur 19/5.2-17: Gevoeligheid van de KP 100 A met compensatie.

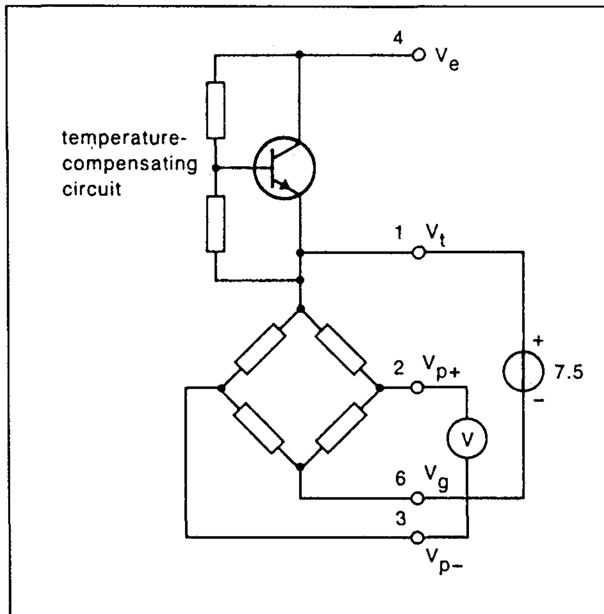
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/5.2-18:
Standaard-schema van de KP 100 A als men de sensor zonder de interne compensatie wil gebruiken. De voedingsspanning van 7,5 V wordt over de ene diagonaal van de brug aangesloten, de drukgevoelige verschilspanning staat ter beschikking tussen de pennen 2 en 3.

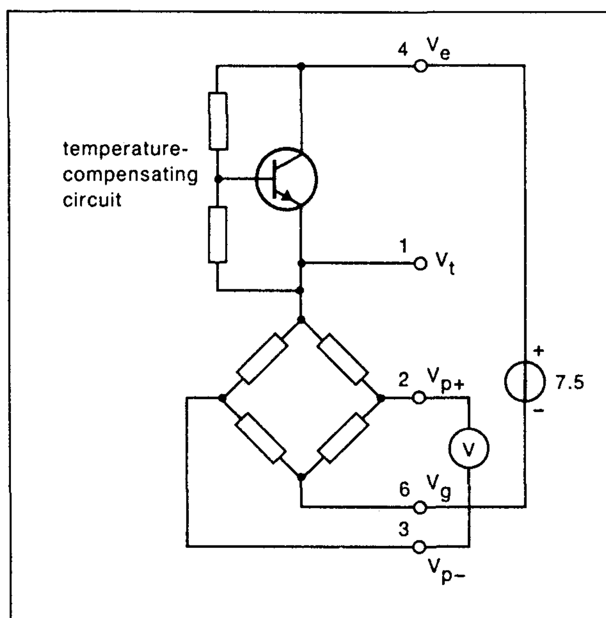
– figuur 19/5.2-19:
Standaard-schema van gebruik met interne compensatie. Nu wordt de voedingsspanning van 7,5 V aangesloten tussen de onderkant van de brug en de compensatie-transistoren. De uitgangsspanning staat weer ter beschikking tussen de pennen 2 en 3.

– figuur 19/5.2-20:
Eenvoudige schakeling van een digitale barometer. Het symmetrische uitgangssignaal van de sensor wordt in de versterkers IC1a, b en c versterkt en omgezet in een asymmetrisch signaal ten opzichte van de massa. IC1d dient voor het compenseren van de offsetspanning. De gecorrigeerde en versterkte uitgangsspanning gaat naar de analoge ingang van een ADC van het type 7126.

5.2 Type-beschrijving

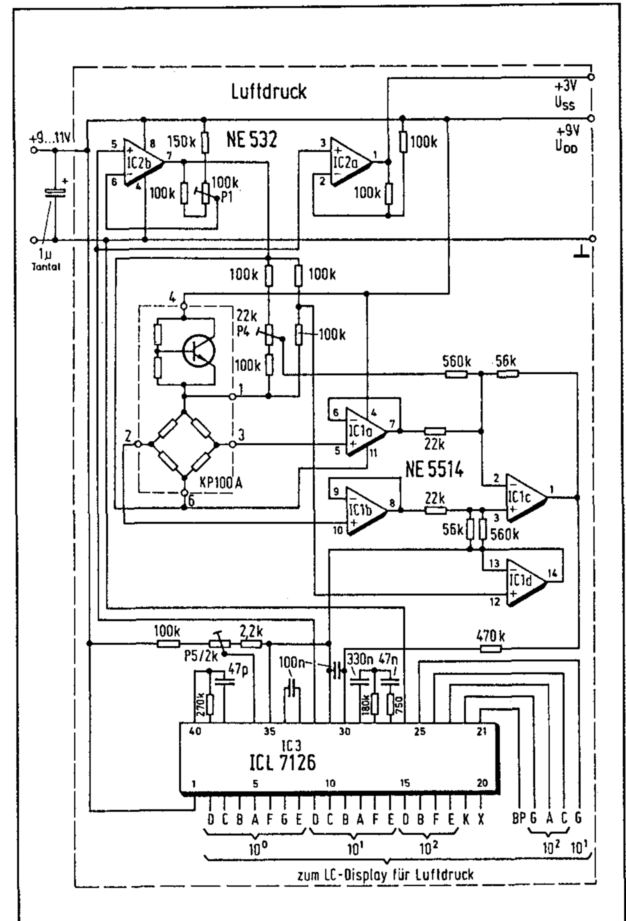


Figuur 19/5.2-18: Standaard-schema als men geen gebruik wenst te maken van de interne compensatie.



Figuur 19/5.2-19: Standaard-schema rond de gecompenseerde KP 100 A.

De voedingsspanning voor de sensor en voor de operationele versterker wordt afgeleid uit de temperatuurgecompenseerde interne referentiespanning van de ADC.



Figuur 19/5.2-20: Digitale barometer met een KP 100 A.

Daarvoor zorgen de twee operationele versterkers IC2a en b.

Met P1 wordt de voedingsspanning voor de sensor afgeregeld op 6 V. Met P5 kan de schakeling geijkt worden op een atmosferische druk van 1000 hPa. P4 dient voor de compensatie van de offset. Op de een of andere manier moet de druksensor vacuüm gezogen worden. Nadien kan men met deze instelpotentiometer de uitlezing op het display afregelen op 0000.

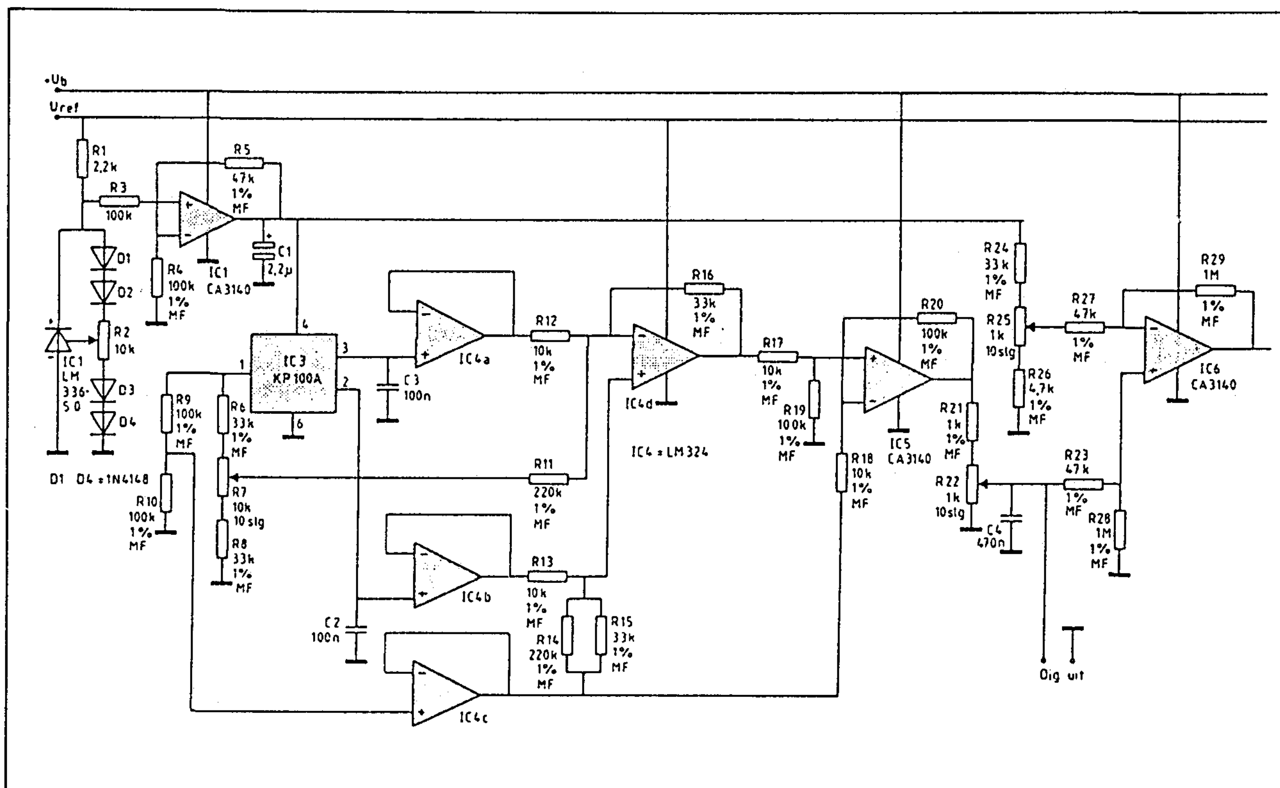
– figuur 19/5.2-21:

Schakeling van een zeer nauwkeurige barometer met uitgangen voor digitale en analoge uitleesinstrumenten. Dit schema werd in opdracht van Uitgeverij De Muiderkring B.V. te Weesp ontwikkeld door Vego-lab uit Eijsden en werd gepubliceerd in het maandblad Ra-

5.2 Type-beschrijving

dio Bulletin. Copyright berust bij genoemde bedrijven.
Uit een referentiespanning U_{ref} van +8 V wordt door middel van de referentiediode IC1 een uiterst stabiele spanning van +5 V afgeleid. Deze spanning heeft een maximale temperatuurscoëfficiënt van 4 mV tussen 0 en +70 °C. Deze spanning wordt versterkt door de schakeling rond de operationele versterker IC1. Met behulp van de instelpotentiometer R2 kan de uitgangsspanning van dit IC op precies +7,5 V afgeregeld worden.
De druksensor IC3 wordt uit deze spanning gevoed.
Drie spanningen die door de sensor geleverd worden, namelijk de drukgevoelige spanningen op de pennen 2 en 3 en de halve brugspanning afgeleid van pen 1, worden door middel van de buffers IC4a, b en c gebufferd. Op pen 1 staat immers de spanning die over de sensorbrug staat, deze spanning wordt tot de helft gereduceerd door middel van de 1 % deler R9 en R10.

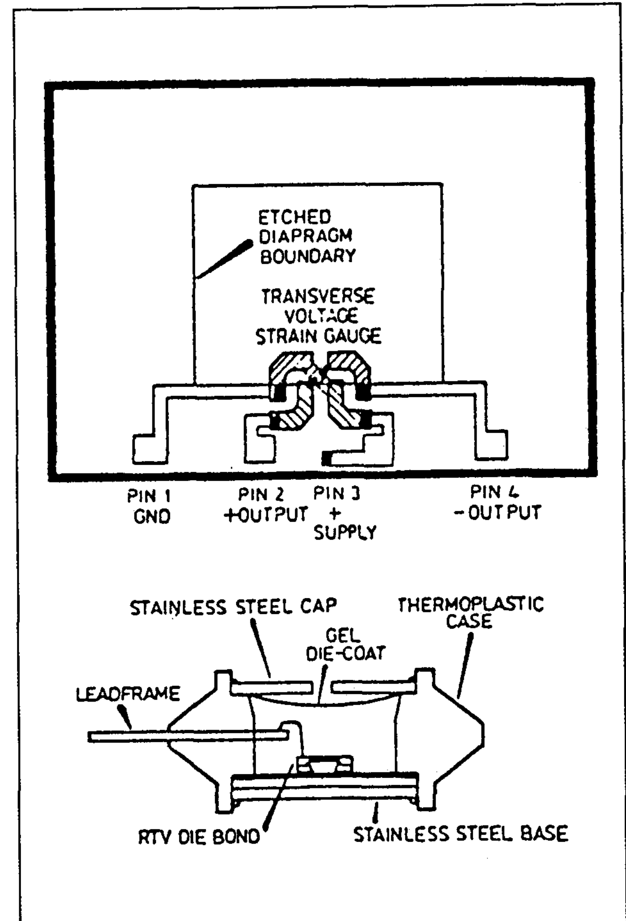
De operationele versterker IC4d vormt de verschilversterker, die het verschil berekent tussen de spanningen op de pennen 2 en 3 van de sensor. Deze versterker is traditioneel opgebouwd en wordt ingesteld met de weerstanden R12, R13, R15 en R16. De weerstand R15 gaat echter niet naar de massa, zoals gebruikelijk bij dit soort verschilversterkers, maar naar de halve brugspanning op de uitgang van IC4c. De versterker berekent dus het spanningsverschil ten opzichte van de halve brugspanning.
Door middel van de spanningsdeler R6, R7 en R8 wordt uit de brugspanning van de sensor een spanning afgeleid die via de weerstand R11 aan de bovenste ingang van de verschilversterker wordt aangelegd. Met deze instelling wordt de offset van de sensor gecompenseerd.
Om beide ingangen van de verschilversterker symmetrisch te belasten wordt tussen de tweede ingang en de halve brugspanning een identieke weerstand R14 opgenomen.



Figuur 19/5.2-21: Schema van een zeer nauwkeurige barometer met digitale en analoge uitgang.

5.2 Type-beschrijving

Op de uitgang van IC4d staat een drukafhankelijke spanning, gerefereerd naar de halve brugspanning. In een tweede verschilversterker IC5 worden beide spanningen van elkaar afgetrokken, zodat op de uitgang van deze operationele versterker een drukgevoelige spanning staat die gerefereerd is naar de massa. Bij een gemiddelde luchtdruk van 1000 hPa staat op de uitgang van IC5 een spanning van ongeveer 2,5 V.
Deze spanning wordt via de spanningsdeler R21/R22 verzwakt, zodat met R22 de maximale schaalwaarde is te ijken.
De instelpotentiometers R7 en R22 moeten zo afgeregeld worden dat op de loper van R22 spanningen staan van 0,960 V bij een luchtdruk van 960 hPa (R7) en 1,078 V bij een luchtdruk van 1078 hPa.
De loper van R22 staat ter beschikking voor een hoogohmige digitale voltmeter als men de barometer met een digitale schaal wil uitrusten.
In de laatste verschilversterker IC6 wordt van deze spanning een vaste waarde van 0,96 V afgetrokken. Deze spanning wordt uit de referentie van 7,5 V afgeleid met behulp van de spanningsdeler R24 tot en met R26.



Figuur 19/5.2-22: Behuizing en aansluitgegevens van de MPX 100 A.

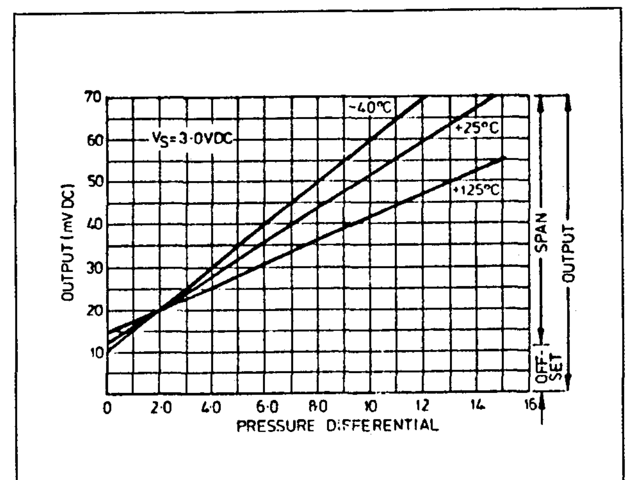
MPX 100 A

ongecompenseerde aneroide sensor

Luchtdruksensor van Motorola, die vaak in Amerikaanse en Japanse goedkope elektronische barometers wordt aangetroffen.
De sensor bevat niets meer dan de vier brugweerstanden op een plaatje silicium, aangebracht over een vacuum kamertje.

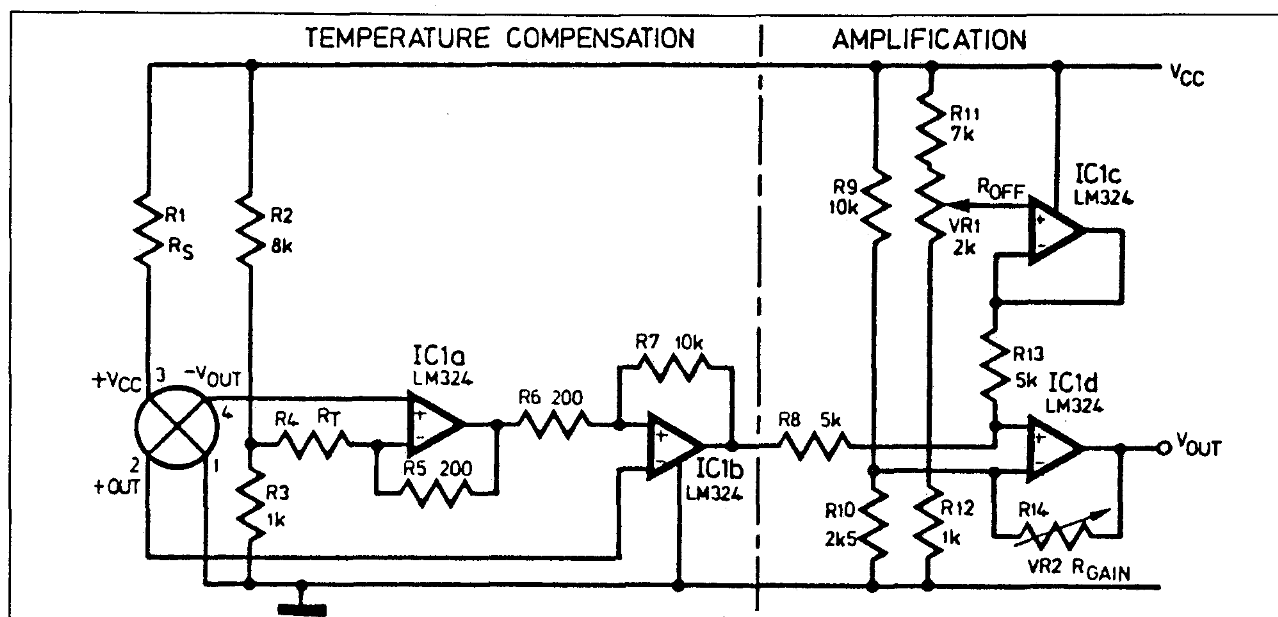
Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: figuur 19/5.2-22
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-22
- meetbereik: 0 tot +250 kPa
- voedingsspanning: 5,0 V typisch
- drukhysteresisch:
  +/-0,5 % volle schaal max.
- gevoeligheid: figuur 19/5.2-23
- temperatuurscoëfficiënt: -0,19 %/°C



Figuur 19/5.2-23: Gevoeligheidscurves van de MPX 100 A.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-24: Eenvoudige analoge barometer rond de MPX 100 A.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/5.2-24:

Eenvoudig schema van een analoge barometer rond de MPX 100 A.
Door het inschakelen van een thermistor R_T wordt in de eerste twee trappen de temperatuurscoëfficiënt van de sensor gecompenseerd.
In de tweede trap wordt nadien het verschil berekend tussen de gecompenseerde uitgangsspanning van de sensor en een instelbare offsetspanning.

KP 101 A

gecompenseerde aneroide sensor

Goedkope druksensor van Philips, die vaak gebruikt wordt in digitale kamerbarometers. De sensor bestaat uit een vacuüm gezogen siliciumcel, aangesloten op een transistorarray voor de temperatuurscompensatie.

Deze sensor is in grote lijnen compatible met de KP 100 A, zij het dat enige specificaties, met name het meetbereik, afwijken.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/5.2-14
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 19/5.2-15
- meetbereik: 0 tot +120 kPa
- maximale druk: 250 kPa
- voedingsspanning:
  5,0 V typisch
  12,0 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- drukhysteresisch: 0,1 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/-25,0 mV max.
- lineariteit: +/-0,5 % volle schaal
- brugweerstand: 1600 +/-500 Ω
- temperatuurscoëfficiënten:
  - offset: +/-0,06 %/°C
  - gevoeligheid ongecompenseerd: -0,22 %/°C
  - gevoeligheid gecompenseerd: 0,5 % volle schaal

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de KP 100 A.

5.2 Type-beschrijving

SM-5102

ongecompenseerde aneroide/referentie sensor

De SM-5102 is een silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in OEM-systemen. De sensor is zowel leverbaar in een aneroide als in een referentie versie. De die is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 300 psi en is geschikt voor montage op een print.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

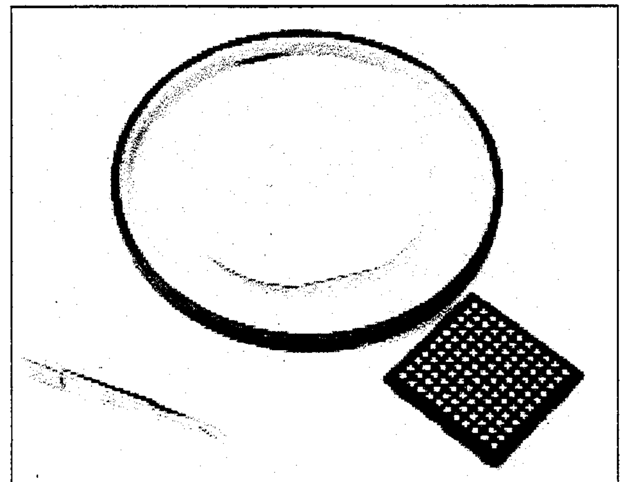
SM-5102-XXX-Y

waarbij XXX het meetbereik definieert en Y het soort sensor:

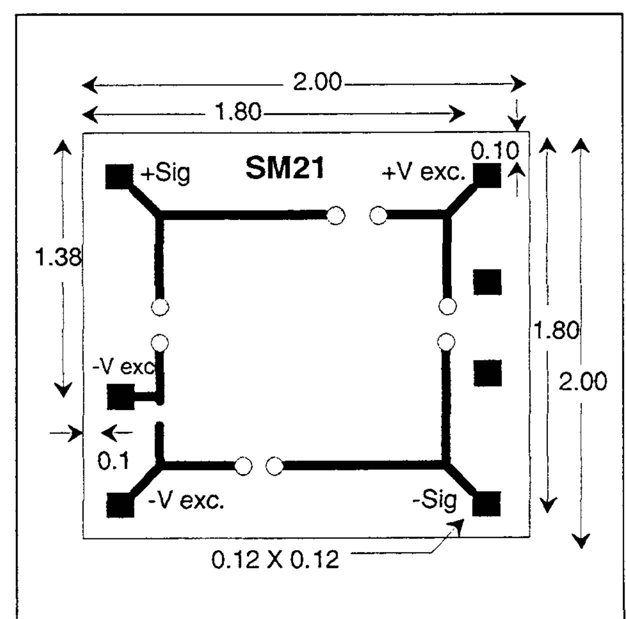
- A: referentie (absoluut);
- G: aneroide (gage).

Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-25
- afmetingen: figuur 19/5.2-26
- intern blokschema: figuur 19/5.2-27
- constructie: figuur 19/5.2-28
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
  - type 300: 2.068,41 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 115 mV tot 175 mV
  - type 030: 130 mV tot 195 mV
  - type 060: 130 mV tot 220 mV
  - type 100: 130 mV tot 250 mV
  - type 300: 130 mV tot 275 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -22 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 7 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 28 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 $\%_{FS}$
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal

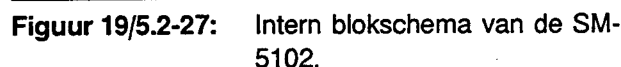


Figuur 19/5.2-25: "Behuizing" van de SM-5102 en de SM-5105.



Figuur 19/5.2-26: Afmetingen van de SM-5102.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-27: Intern blokschema van de SM-5102.



Figuur 19/5.2-28: De twee uitvoeringsvormen van de SM-5102.

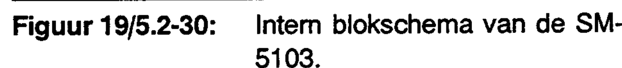
SM-5103

ongecompenseerde referentie sensor, zeer gevoelig

De SM-5103 is een silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in OEM-systemen.
De sensor werkt volgens hert referentie-principe. De die is leverbaar met volle schaal bereiken van 0,3 tot 3,0 psi en is geschikt voor montage op een print.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5103-XXX-G
waarbij XXX het meetbereik definieert.



Figuur 19/5.2-29: Afmetingen van de SM-5103.

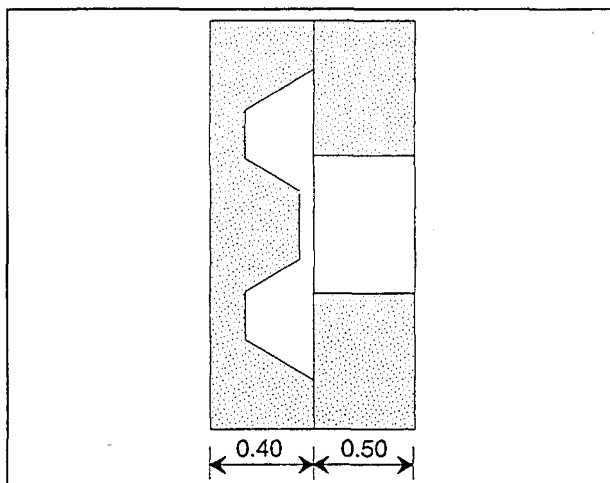


Figuur 19/5.2-30: Intern blokschema van de SM-5103.

Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-25
- afmetingen: figuur 19/5.2-29
- intern blokschema: figuur 19/5.2-30

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-31: De kamer-constructie van de SM-5103.

- constructie: figuur 19/5.2-31
- meetbereik:
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 003: 25 mV tot 75 mV
  - type 008: 25 mV tot 75 mV
  - type 015: 25 mV tot 75 mV
  - type 030: 25 mV tot 75 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -21 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 12 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 $\%_{FS}$
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal

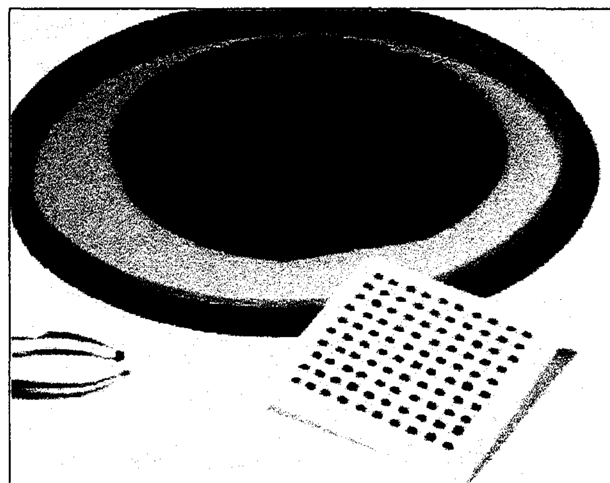
SM-5105

ongecompenseerde aneroide sensor

De SM-5105 is een silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in voornamelijk meetsystemen voor de bloeddruk. De sensor werkt volgens het aneroide-principe. De impedantie van de vier weerstanden kan aangepast worden aan de wensen van de klant.

Technische gegevens

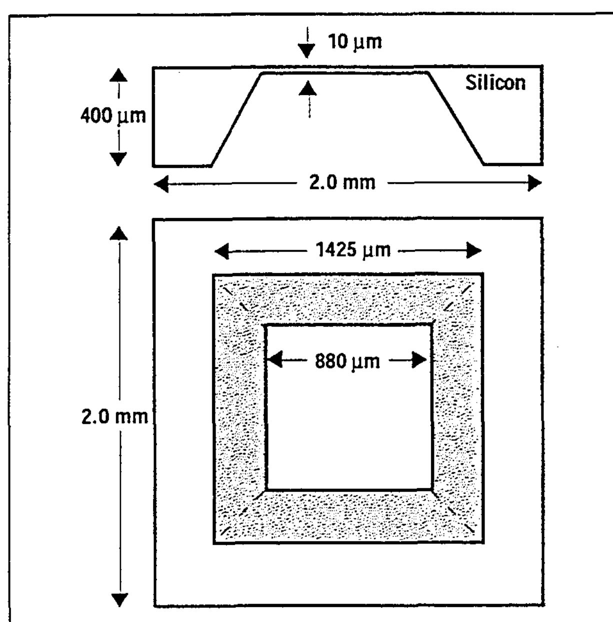
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-32
- afmetingen: figuur 19/5.2-33
- intern blokschema: figuur 19/5.2-34
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-35
- gevoeligheid:
  minimaal: 15 µV/V/mmHg
  typisch: 30 µV/V/mmHg
  maximaal: 52 µV/V/mmHg
- offset-spanning: -3,75 mV tot +3,75 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -0,3 tot +0,3 mmHg/°C
  - weerstanden: 11 tot 20 %/100 °C



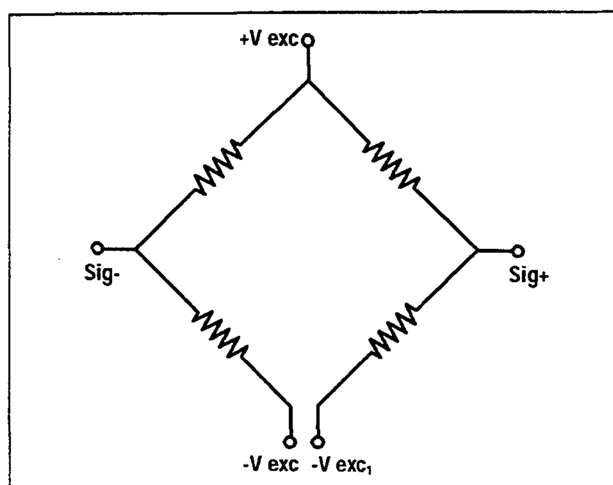
Figuur 19/5.2-32: "Behuizing" van de SM-5105.

5.2 Type-beschrijving

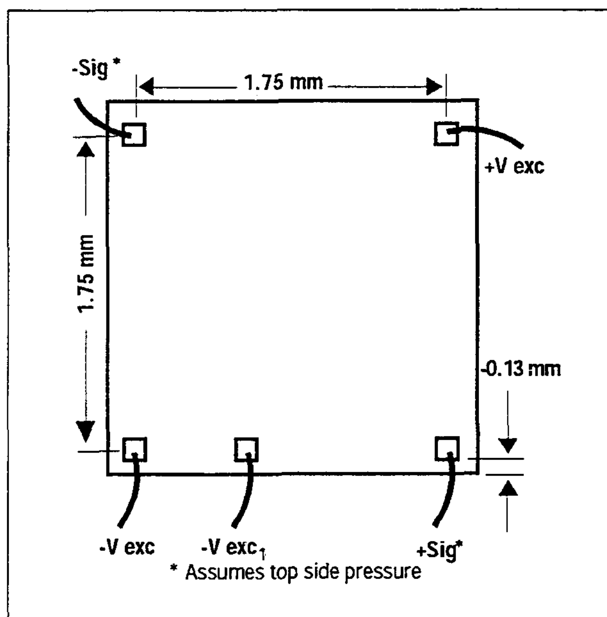
- lineariteit: +/-1,7 %
- symmetrie: +/-2,0 %
- brugweerstand:
  310 Ω minimaal
  330 Ω typisch
  370 Ω maximaal
- overbelasting: 125 PSI



Figuur 19/5.2-33: Afmetingen van de SM-5105.



Figuur 19/5.2-34: Intern blokschema van de SM-5105.

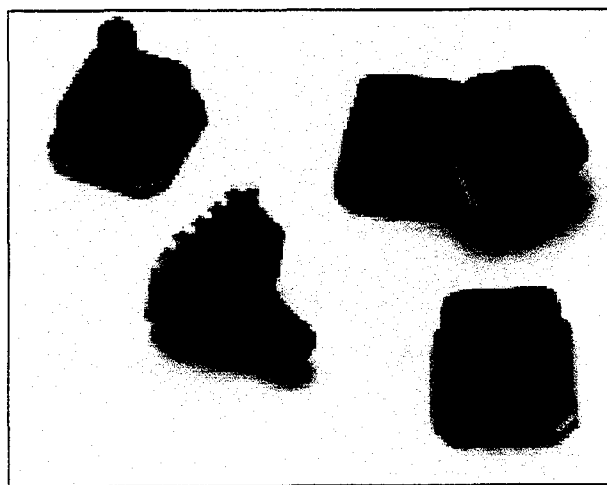


Figuur 19/5.2-35: Aansluitgegevens van de SM-5105.

SM-5310

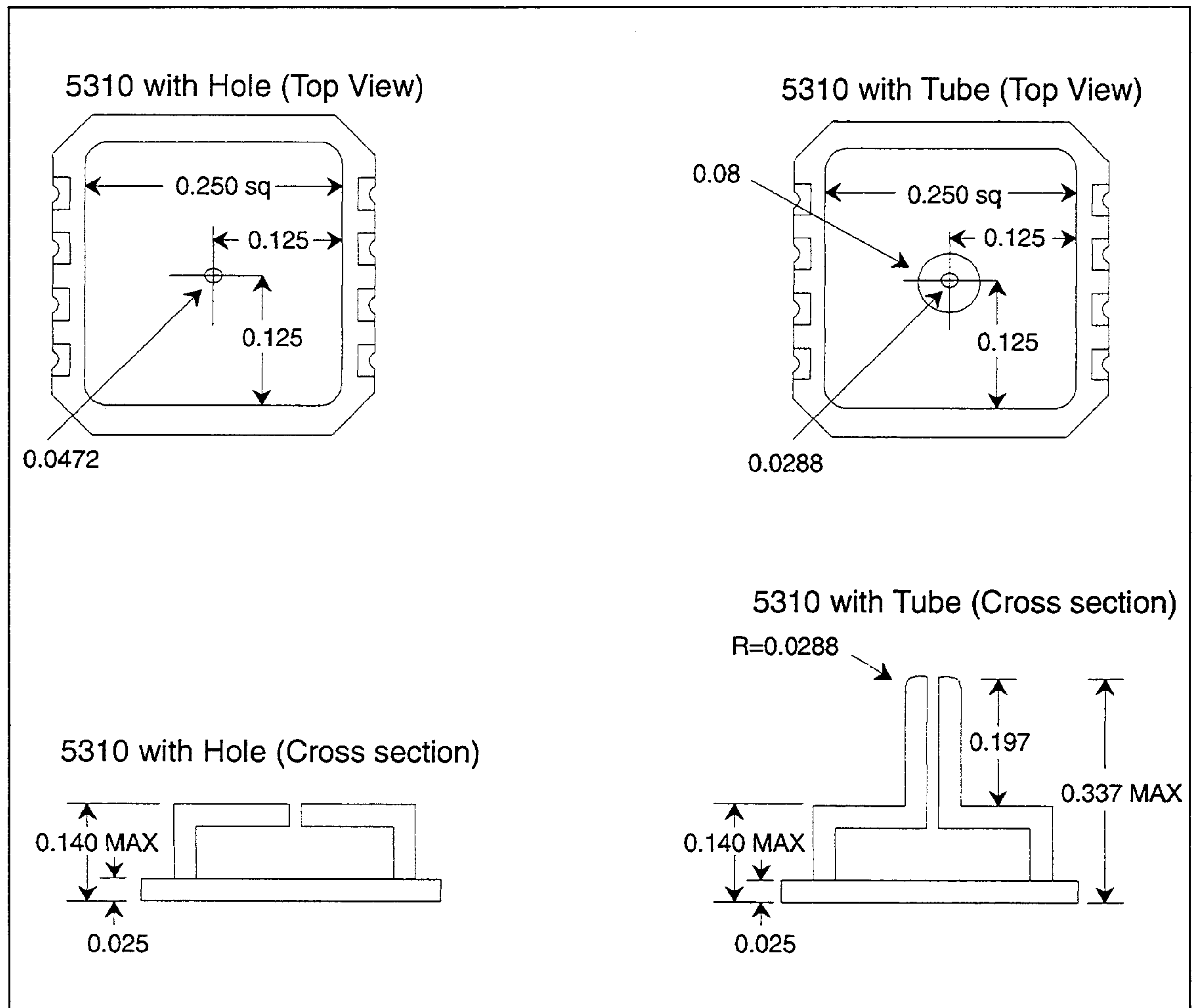
ongecompenseerde aneroide/referentie sensor, SMA-uitvoering

De SM-5310 is een sensor, die speciaal ontwikkeld werd voor SMA-montage. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch.



Figuur 19/5.2-36: Behuizing van de SM-5310 en de SM-5320.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-37: Afmetingen van de SM-5310 en de SM-5320.

De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Er zijn twee modellen leverbaar, bij de referentie-uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5310-XXX-Y-Z
waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:

- A: referentie (absoluut);
- G: aneroide (gage);

en Z de constructie definieert:

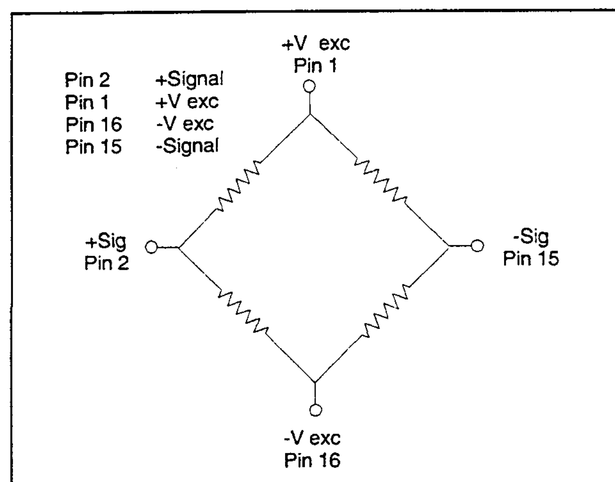
- P: met pijpje:
- H: met gaatje.

Technische gegevens

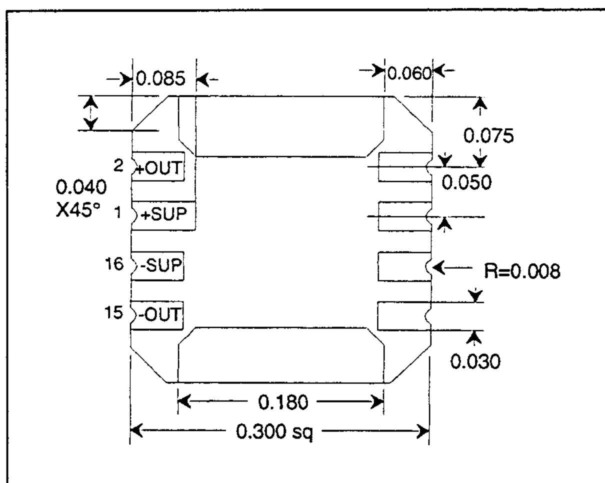
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-36
- afmetingen: figuur 19/5.2-37
- intern blokschema: figuur 19/5.2-38
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-39
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa

5.2 Type-beschrijving

- type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -21 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 7 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 $\%_{FS}$
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal



Figuur 19/5.2-38: Intern blokschema van de SM-5310 en de SM-5320.



Figuur 19/5.2-39: Aansluitgegevens van de SM-5310 en de SM-5320.

SM-5320

ongecompenseerde aneroide/referentie sensor, SMA-uitvoering

De SM-5320 is een sensor, die speciaal ontwikkeld werd voor SMA-montage. De sensor lijkt erg op de SM-5310, maar heeft een ander materiaal als substraat, namelijk silicium in plaats van pyrex. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Er zijn twee modellen leverbaar, bij de referentie-uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5320-XXX-Y-Z
waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:
- A: referentie (absoluut);
- B: aneroide (gage);

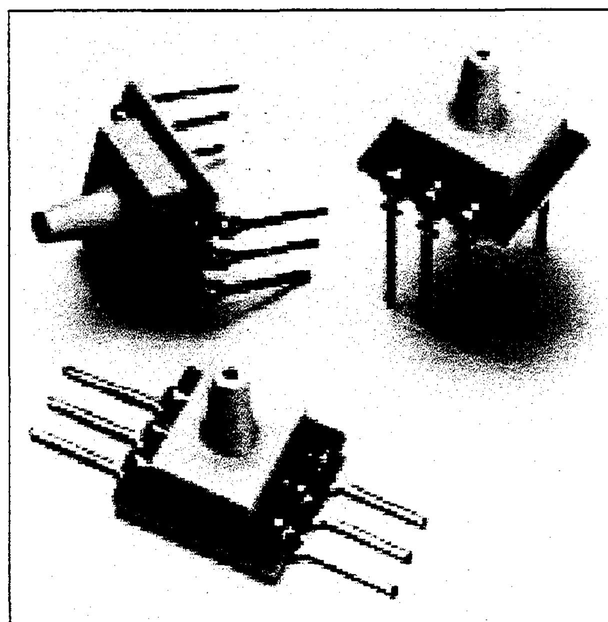
en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje:
- H: met gaatje.

De B-code is ongetwijfeld een zetfout in het data-sheet, immers bij alle overige Exar-sensoren wordt de "gage"-versie aangegeven met code G.

5.2 Type-beschrijving

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-36
- afmetingen: figuur 19/5.2-37
- intern blokschema: figuur 19/5.2-38
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-39
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -22 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 7 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 28 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 $\%_{FS}$
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal

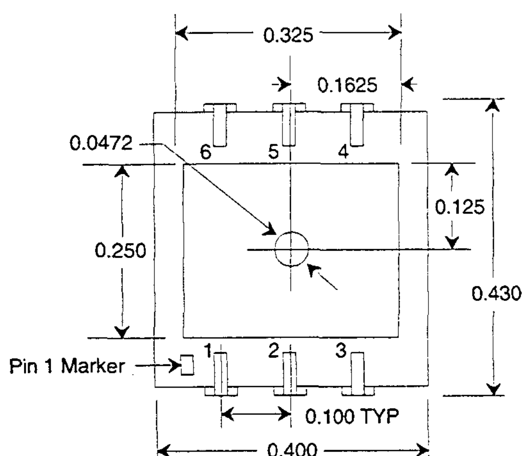
SM-5350
ongecompenseerde aneroide sensor, hoge gevoeligheid
De SM-5350 is een sensor, die een zeer hoge gevoeligheid heeft: de minimale volle schaal druk bedraagt slechts 0,15 psi. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. Deze sensor is alleen als aneroide-type leverbaar.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5350-XXX-G-Z
waarbij XXX het meetbereik definieert, G staat voor "gage" (aneroide) en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje:
- H: met gaatje.

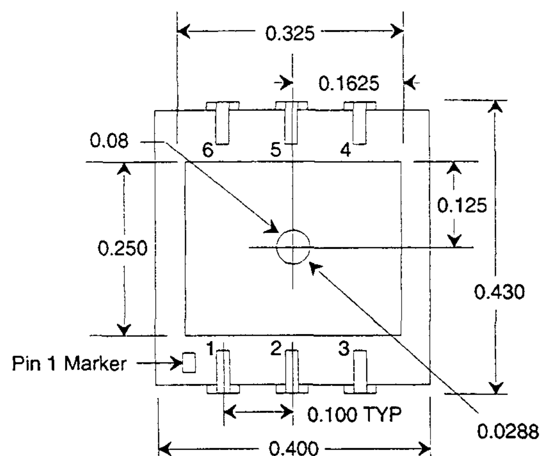


Figuur 19/5.2-40: Behuizing van de SM-5350, SM-5410 en SM-5450.

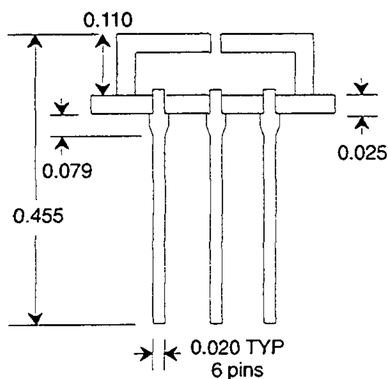
Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-40
- afmetingen: figuur 19/5.2-41
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-41
- intern blokschema: figuur 19/5.2-42
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa

5.2 Type-beschrijving

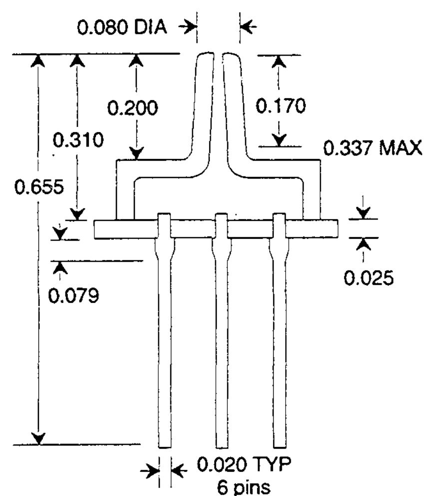




5350, 5410 and 5450 with Hole (Cross section)



5350, 5410 and 5450 with Tube (Cross section)

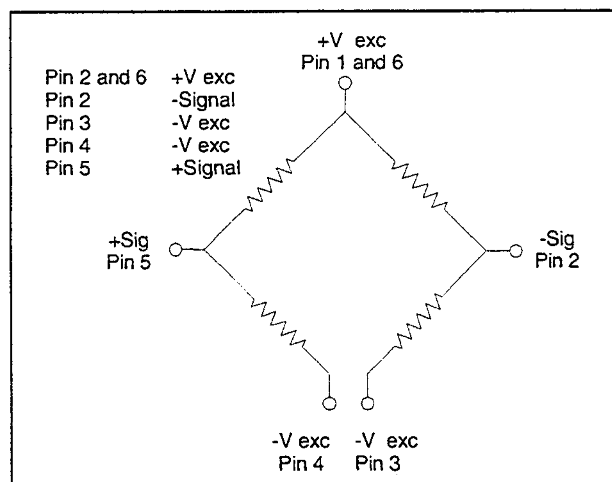


Figuur 19/5.2-41: Afmetingen en aansluitgegevens van de SM-5350, SM-5410 en SM-5450.

- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 001: 25 mV tot 75 mV
  - type 003: 25 mV tot 75 mV
  - type 008: 25 mV tot 75 mV
  - type 015: 25 mV tot 75 mV
  - type 030: 25 mV tot 75 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -21 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 12 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C

5.2 Type-beschrijving

- lineariteit: +/-0,3 %FS
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal



Figuur 19/5.2-42: Intern blokschema van de SM-5350, SM-5410 en SM-5450.

SM-5410

ongecompenseerde aneroide/referentie sensor

De SM-5410 is een sensor voor algemeen gebruik, die zowel aneroide als onder de vorm van een referentie-sensor leverbaar is. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje.
De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Bij de referentie-uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.
De bestelcodering van dit onderdeel is:

SM-5410-XXX-Y-Z
waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:
- A: referentie (absoluut);
- G: aneroide (gage);

en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje:
- H: met gaatje.

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-40
- afmetingen: figuur 19/5.2-41
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-41
- intern blokschema: figuur 19/5.2-42
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -21 tot 5 %FS/100 °C
  - offset-spanning: 7 %FS/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 %FS
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal

5.2 Type-beschrijving

SM-5450

ongecompenseerde aneroide sensor, hoge gevoeligheid

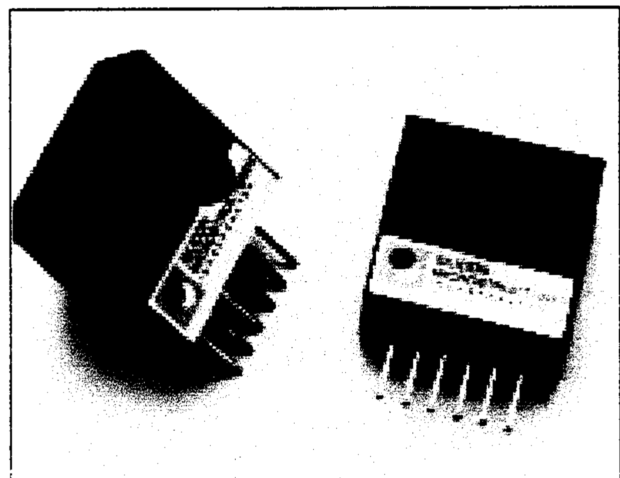
De SM-5450 is een sensor, die een zeer hoge gevoeligheid heeft: de minimale volle schaal druk bedraagt slechts 0,15 psi. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch.
Deze sensor is alleen als aneroide-type leverbaar.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5450-XXX-G-Z
waarbij XXX het meetbereik definieert, G staat voor "gage" (aneroide) en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje:
- H: met gaatje.

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-40
- afmetingen: figuur 19/5.2-41
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-41
- intern blokschema: figuur 19/5.2-42
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning:
  5 V typisch
  10 V maximaal
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 001: 25 mV tot 75 mV
  - type 003: 25 mV tot 75 mV
  - type 008: 25 mV tot 75 mV
  - type 015: 25 mV tot 75 mV
  - type 030: 25 mV tot 75 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:
    -21 tot 5 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: 12 $\%_{FS}$/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 $\%_{FS}$
- brugweerstand:
  2,7 kΩ minimaal
  3,3 kΩ typisch
  4,0 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal

SM-5501

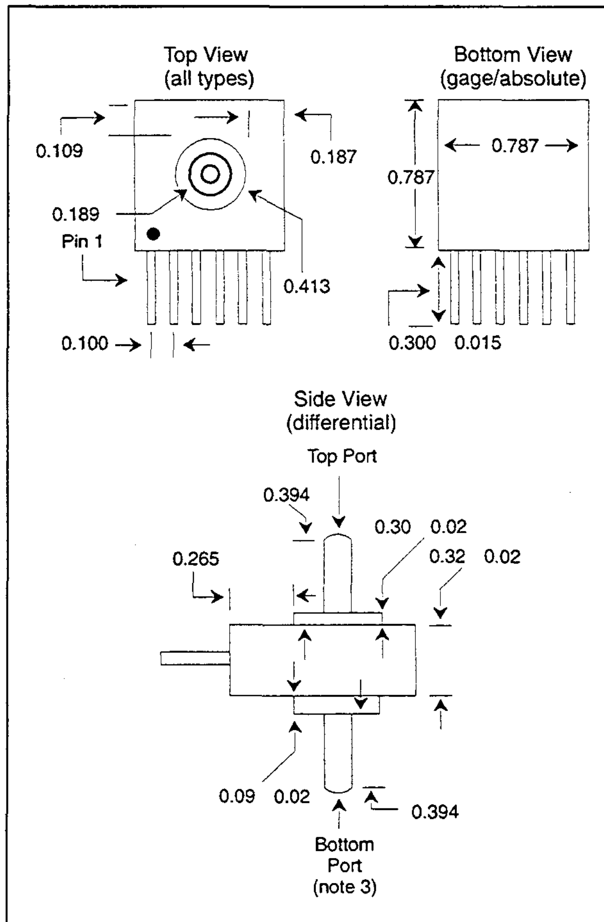
gecompenseerde sensor, diverse modi

De SM-5501 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroide, referentie als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een ingebouwde geijkte weerstand, die gebruikt kan worden in de terugkoppeling van een versterker. De sensor moet gestuurd worden met een ***stroom***. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5501-XXX-Y;
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:

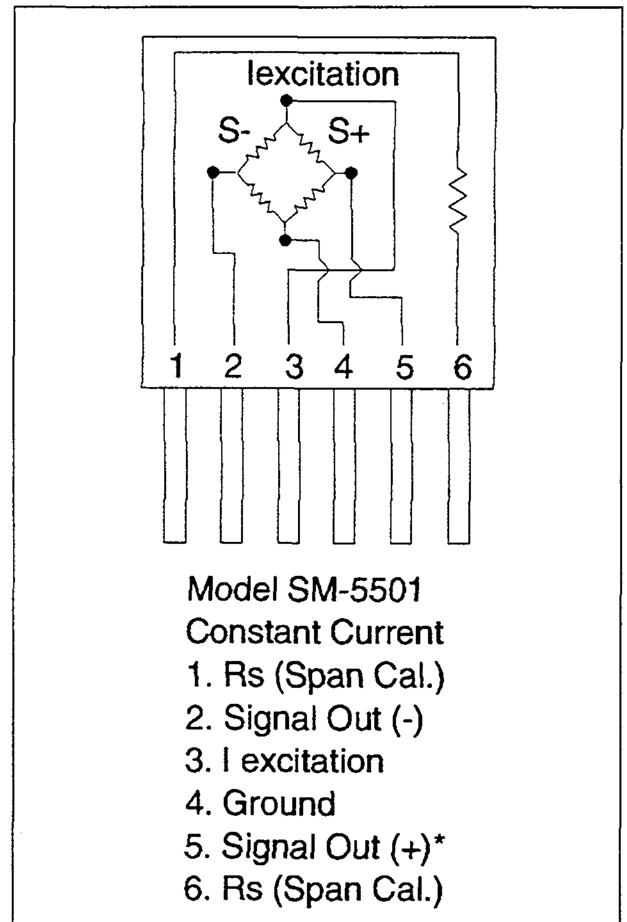


Figuur 19/5.2-43: Behuizing van de SM-5501 en de SM-5502.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-44: Afmetingen van de SM-5501 en de SM-5502.



Figuur 19/5.2-45: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5501.

- A: referentie;
- D: differentieel;
- G: aneroide (gage).

Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-43
- afmetingen: figuur 19/5.2-44
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-45
- intern blokschema: figuur 19/5.2-45
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning:
  50,0 mV min.
  100,0 mV typisch
  175,0 mV max.
- offset-spanning: -1,0 mV tot +1,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: +/-1,2 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: +/-1,2 $\%_{FS}$/100 °C
- lineariteit: +/-0,15 $\%_{FS}$
- herhaalbaarheid: +/-0,15 $\%_{FS}$
- hysteresisch: +/-0,15 $\%_{FS}$
- ingangsweerstand:
  2,20 kΩ minimaal

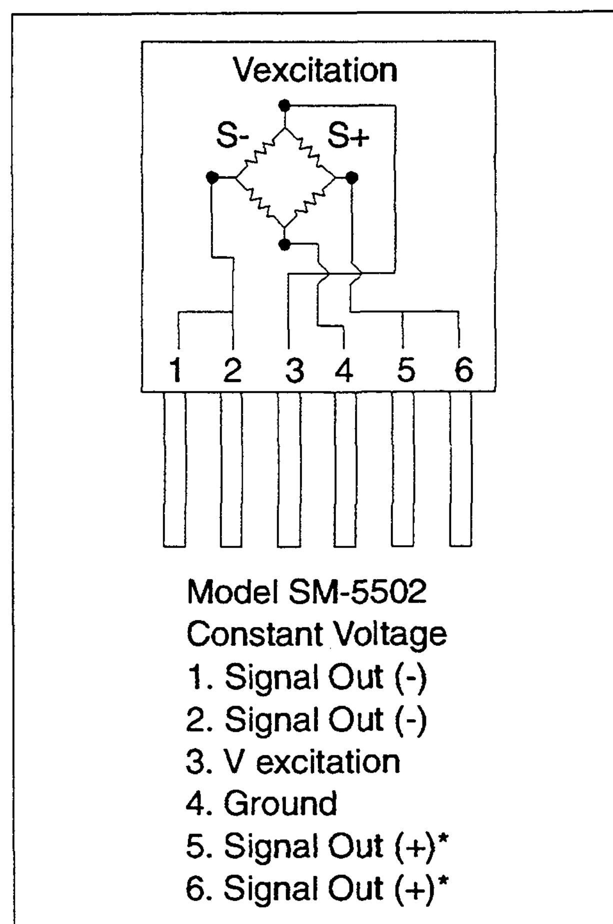
3,00 kΩ typisch
3,80 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,90 kΩ minimaal
  3,30 kΩ typisch
  3,80 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +70 °C maximaal

SM-5502

gecompenseerde sensor, diverse modi

De SM-5502 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroide, referentie als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd op een volle schaal spanning van exact 50,0 mV. De sensor moet gestuurd worden met een ***spanning***. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5502-XXX-Y;
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:
- A: referentie;
- D: differentieel;
- G: aneroide (gage).

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-43
- afmetingen: figuur 19/5.2-44
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-46
- intern blokschema: figuur 19/5.2-45
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  10,00 V typisch
  20,00 V maximaal
- uitgangsspanning:
  49,5 mV min.
  50,0 mV typisch
  50,0 mV max.
- offset-spanning: -1,0 mV tot +1,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: +/-1,2 %FS/100 °C
  - offset-spanning: +/-1,2 %FS/100 °C
- lineariteit: +/-0,15 %FS
- herhaalbaarheid: +/-0,15 %FS
- hysteresisch: +/-0,15 %FS
- ingangsweerstand:
  4,50 kΩ minimaal
  8,00 kΩ typisch
  25,00 kΩ maximaal



Figuur 19/5.2-46: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5502.

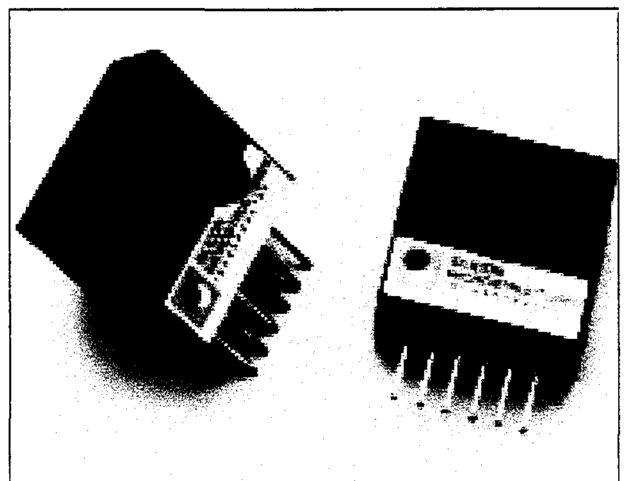
- uitgangsweerstand:
  2,00 kΩ minimaal
  2,50 kΩ typisch
  3,80 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +70 °C maximaal

SM-5551

gecompenseerde sensor, diverse modi, hoge gevoeligheid

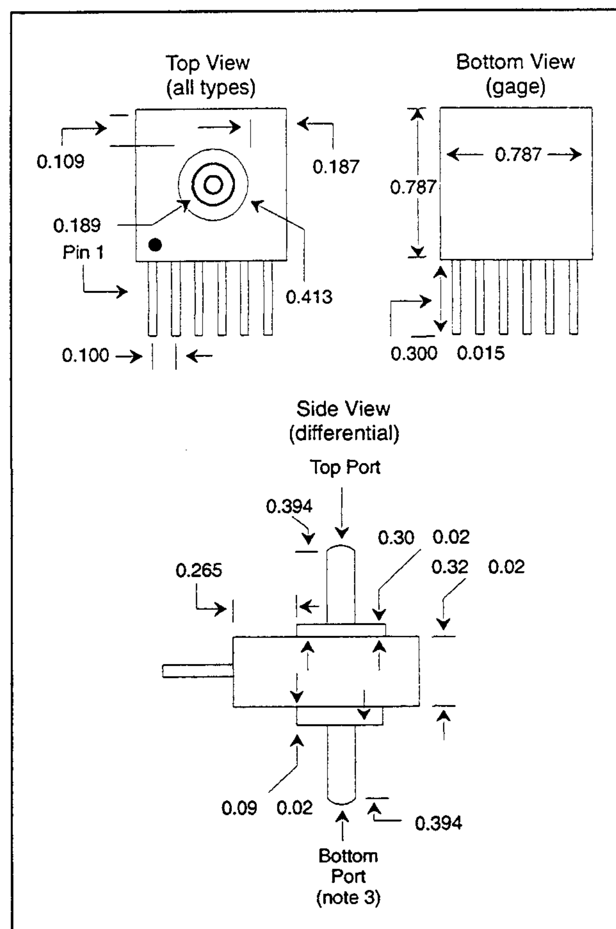
De SM-5551 is een volledig temperatuurs-gecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroide als in differentiële mode leverbaar is.
De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een ingebouwde geijkte weerstand, die gebruikt kan worden in de terugkoppeling van een versterker. De sensor moet gestuurd worden met een ***stroom***. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5551-XXX-Y;
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:
- D: differentieel;
- G: aneroide (gage).

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-47
- afmetingen: figuur 19/5.2-48
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-49
- intern blokschema: figuur 19/5.2-49
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning:
  25,0 mV min.
  50,0 mV typisch
  75,0 mV max.
- offset-spanning: -2,0 mV tot +2,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: +/-1,2 $\%_{FS}$/100 °C
  - offset-spanning: +/-2,4 $\%_{FS}$/100 °C
- lineariteit: +/-0,30 $\%_{FS}$
- herhaalbaarheid: +/-0,30 $\%_{FS}$
- hysteresisch: +/-0,30 $\%_{FS}$
- ingangsweerstand:
  2,20 kΩ minimaal
  3,00 kΩ typisch
  4,60 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,70 kΩ minimaal
  3,30 kΩ typisch
  3,80 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +70 °C maximaal

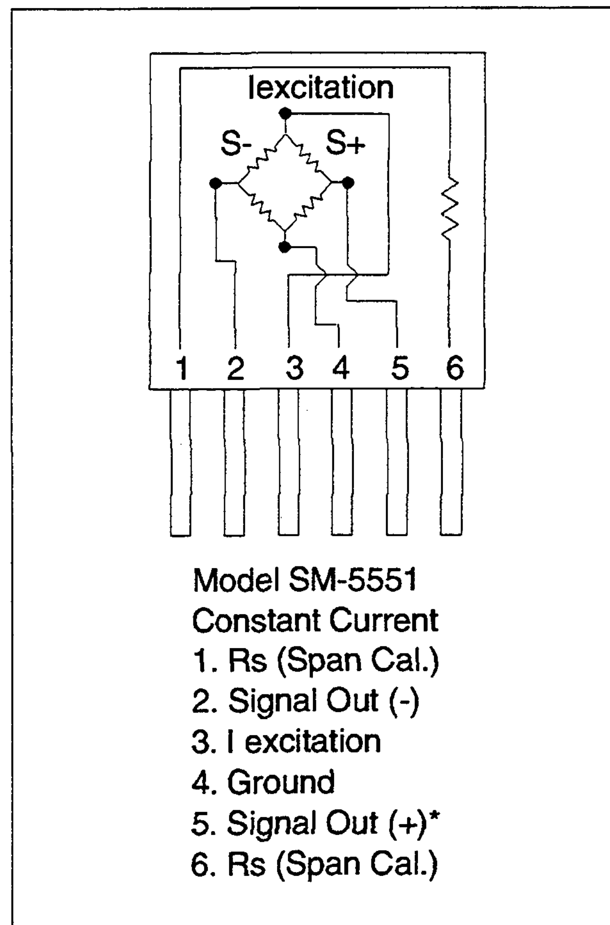


Figuur 19/5.2-47: Behuizing van de SM-5551 en de SM-5552.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-48: Afmetingen van de SM-5551 en de SM-5552.



Figuur 19/5.2-49: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5551.

SM-5552

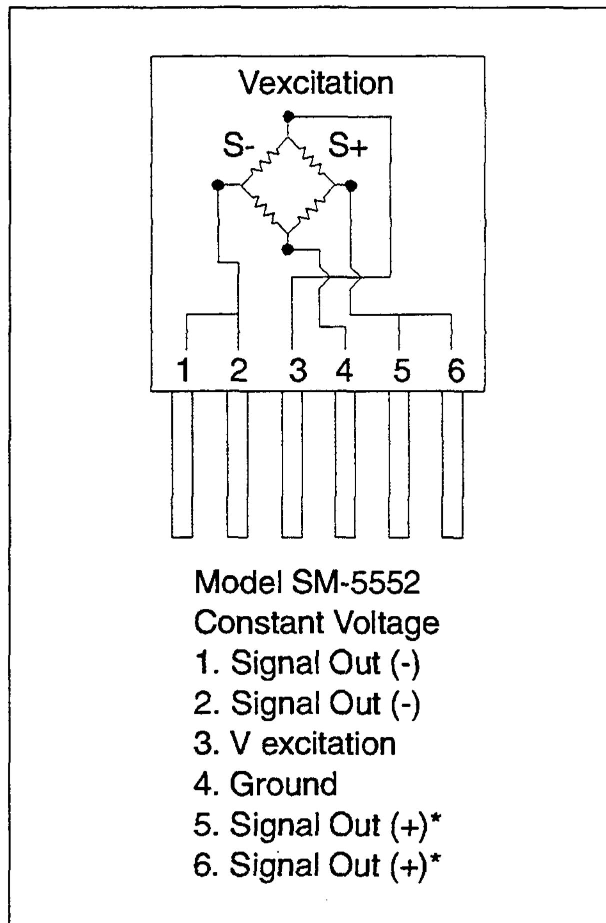
gecompenseerde sensor, diverse modi, hoge gevoeligheid

De SM-5552 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroide als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd op een uitgangsspanning van 25 mV volle schaal op de uitgang. De sensor moet gestuurd worden met een *spanning*. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5552-XXX-Y;

waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:
- D: differentieel;
- G: aneroide (gage).

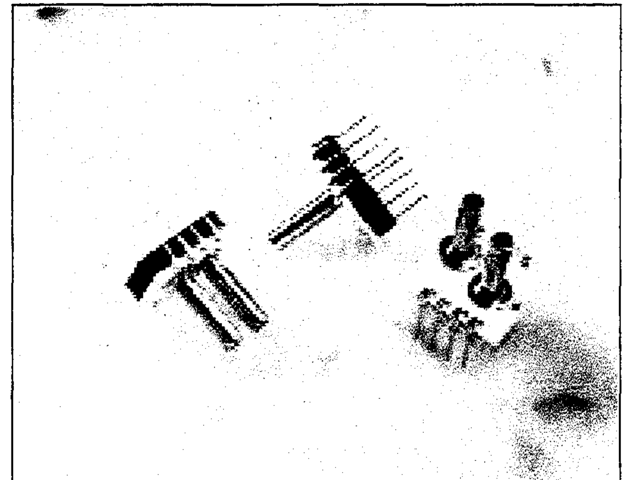
Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-47
- afmetingen: figuur 19/5.2-48
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-50
- intern blokschema: figuur 19/5.2-50
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-50: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5552.

  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning:
  10,00 V typisch
  20,00 V maximaal
- uitgangsspanning:
  24,5 mV min.
  25,0 mV typisch
  25,5 mV max.
- offset-spanning: -2,0 mV tot +2,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: +/-1,2 %FS/100 °C
  - offset-spanning: +/-2,4 %FS/100 °C
- lineariteit: +/-0,30 %FS
- herhaalbaarheid: +/-0,30 %FS
- hysteresisch: +/-0,30 %FS
- ingangsweerstand:
  4,50 kΩ minimaal
  8,00 kΩ typisch
  25,00 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,20 kΩ minimaal
  2,70 kΩ typisch
  3,80 kΩ maximaal
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +85 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +70 °C maximaal



Figuur 19/5.2-51: Behuizing van de SM-5611, SM-5612, SM-5651 en SM-5652.

SM-5611

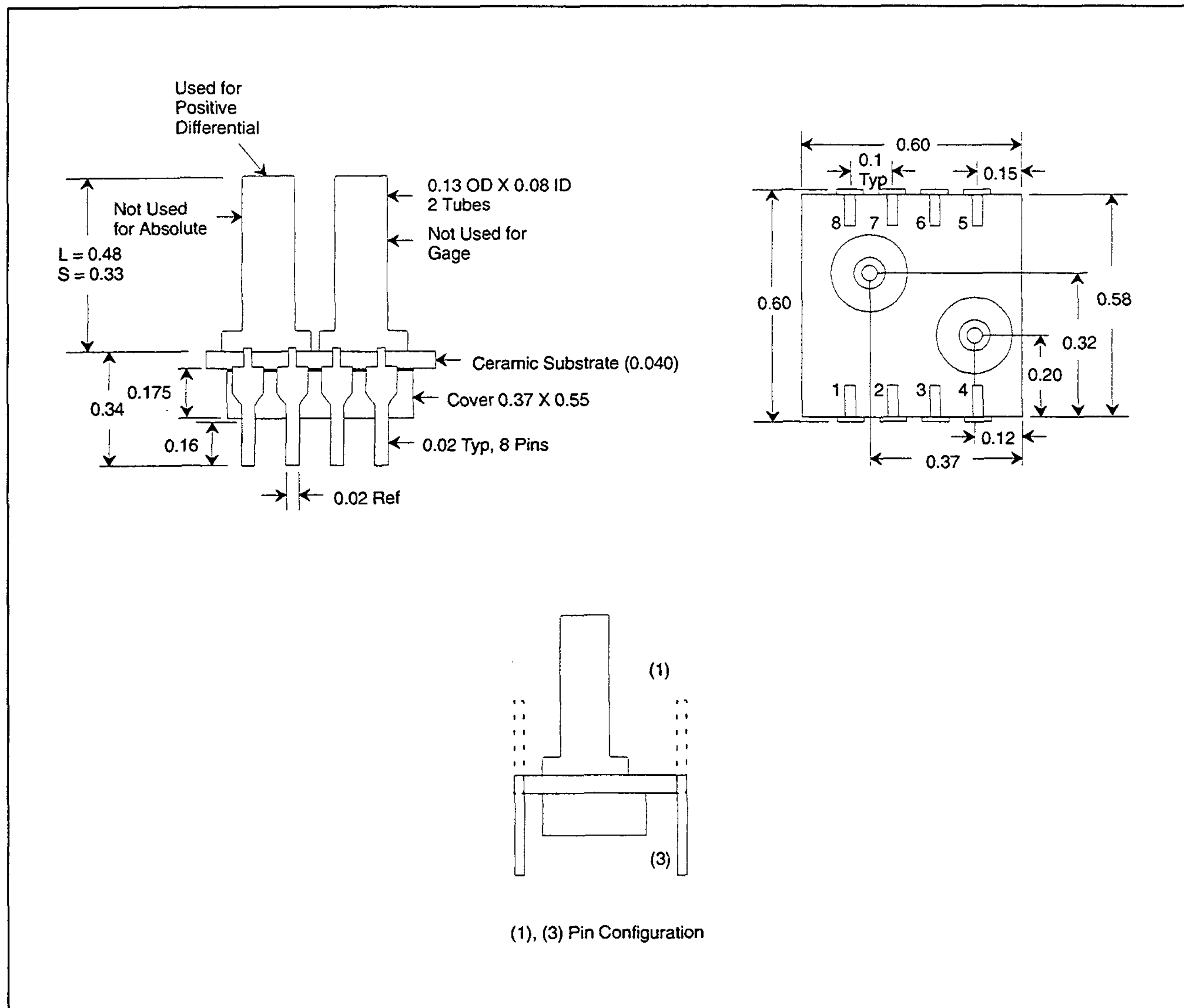
gecompenseerde sensor, diverse modi

De SM-5611 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:

- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een extra weerstand, die opgenomen kan worden in een externe differentiële versterker. De sensor moet gestuurd worden met een ***stroom***. Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-52: Afmetingen van de SM-5611, SM-5612, SM-5651 en SM-5652.

De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5611-XXX-A-B-C
waarbij:

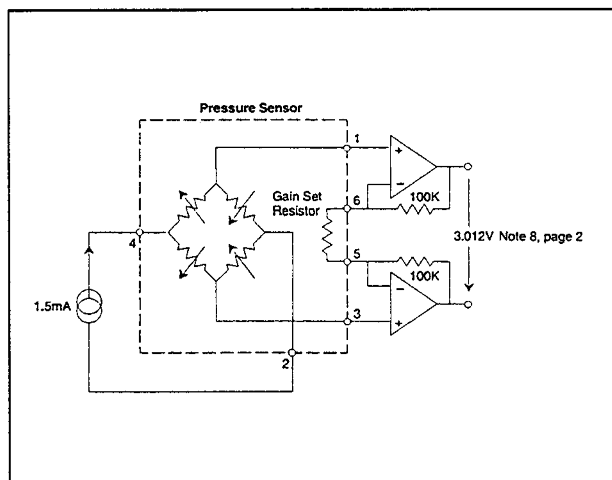
- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentieel (twee pijpjes);
  - G: aneroide (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-51
- afmetingen: figuur 19/5.2-52

5.2 Type-beschrijving

- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-53
- intern blokschema: figuur 19/5.2-53
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning volle schaal:
  75,0 mV min.
  100,0 mV typisch
  150,0 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk:
  2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,5 $\%_{FS}$ max.
  - nulmeting: 0,5 $\%_{FS}$ max.
  - hysteresisch: 0,1 $\%_{FS}$ typisch
- lineariteit: 0,1 $\%_{FS}$ max.
- hysteresisch: 0,1 $\%_{FS}$ max.
- ingangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,0 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,00 kΩ maximaal



Figuur 19/5.2-53: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5611 en de SM-5651.

- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +125 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +60 °C maximaal

SM-5612

gecompenseerde sensor, diverse modi

De SM-5612 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:
- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

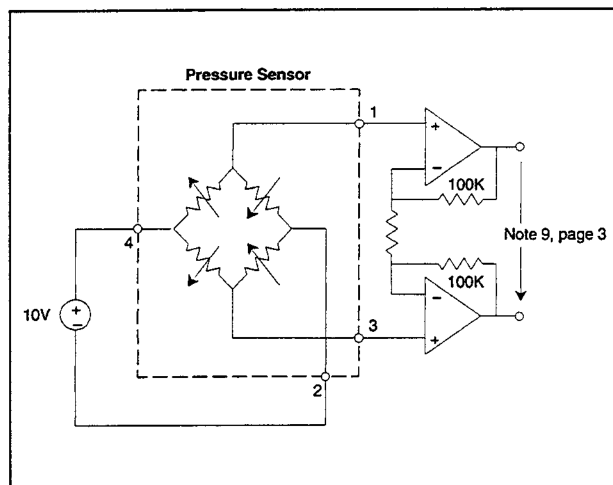
De calibratie wordt uitgevoerd op een uitgangsspanning van 40 mV volle schaal. De sensor moet gestuurd worden met een ***spanning***.

Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.

De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5612-XXX-A-B-C
waarbij:
- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentieel (twee pijpjes);
  - G: aneroide (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 19/5.2-54: Intern schema en aansluitgegevens van de SM-5612 en de SM-5652.

Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-51
- afmetingen: figuur 19/5.2-52
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-54
- intern blokschema: figuur 19/5.2-54
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  10,00 V typisch
  20,00 V maximaal
- uitgangsspanning volle schaal:
  39,5 mV min.
  40,0 mV typisch
  40,5 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk:
  2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,5 %FS max.
  - nulmeting: 0,5 %FS max.
  - hysteresisch: 0,1 %FS typisch
- lineariteit: 0,1 %FS max.
- hysteresisch: 0,1 %FS max.
- ingangsweerstand:
  4,0 kΩ minimaal
  26,0 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,00 kΩ maximaal
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +125 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +60 °C maximaal

SM-5651

gecompenseerde sensor, diverse modi, hoge gevoeligheid

De SM-5651 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:
- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een extra weerstand, die opgenomen kan worden in een externe differentiële versterker. De sensor moet gestuurd worden met een ***stroom***.

De SM-5651 is ontworpen met een zeer grote gevoeligheid: de minimale volle schaal druk is 0,15 psi (1.03 kPa). Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.

De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5651-XXX-A-B-C
waarbij:
- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentieel (twee pijpjes);
  - G: aneroide (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);

- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-51
- afmetingen: figuur 19/5.2-52
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-53
- intern blokschema: figuur 19/5.2-53
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsstroom:
  1,5 mA typisch
  3,0 mA maximaal
- uitgangsspanning volle schaal:
  25,0 mV min.
  50,0 mV typisch
  75,0 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk:
  2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,65 %FS max.
  - nulmeting: 1,0 %FS max.
  - hysteresisch: 0,1 %FS typisch
- lineariteit: 0,3 %FS max.
- hysteresisch: 0,1 %FS max.
- ingangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,0 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,00 kΩ maximaal
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +125 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +60 °C maximaal

SM-5652

gecompenseerde sensor, diverse modi, hoge gevoeligheid

De SM-5652 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:
- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd op een volle schaal spanning van 25,0 mV. De sensor moet gestuurd worden met een ***spanning.***
De SM-5652 is ontworpen met een zeer grote gevoeligheid: de minimale volle schaal druk is 0,15 psi (1.03 kPa). Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.
De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.
De bestelcodering van dit onderdeel is:
SM-5652-XXX-A-B-C
waarbij:
- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentieel (twee pijpjes);
  - G: aneroide (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

Technische gegevens
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 19/5.2-51

5.2 Type-beschrijving

- afmetingen: figuur 19/5.2-52
- aansluitgegevens: figuur 19/5.2-54
- intern blokschema: figuur 19/5.2-54
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning:
  10,00 V typisch
  20,00 V maximaal
- uitgangsspanning volle schaal:
  24,5 mV min.
  25,0 mV typisch
  25,5 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk:
  2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,65 %FS max.
  - nulmeting: 1,0 %FS max.
  - hysteresisch: 0,1 %FS typisch
- lineariteit: 0,3 %FS max.
- hysteresisch: 0,1 %FS max.
- ingangsweerstand:
  4,0 kΩ minimaal
  26,0 kΩ maximaal
- uitgangsweerstand:
  2,5 kΩ minimaal
  6,0 kΩ maximaal
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werktemperatuur:
  -40 °C minimaal
  +125 °C maximaal
- gecalibreerd bereik:
  0 °C minimaal
  +60 °C maximaal

19/6

Magnetische sensoren

Inhoud

HAL 508	schakelaar, open drain	+18,0 mT
HAL 556	stroomschakelaar, twee-draads	+5,5 mT
HAL 566	stroomschakelaar, twee-draads	+3,5 mT
HAL 628	schakelaar, open drain	+18,1 mT
HAL 638	schakelaar, open drain	+15,9 mT

19/6.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Magnetische sensoren zijn geïntegreerde schakelingen die de aanwezigheid van een magnetisch veld detecteren.
Dit veld uit zich onder de vorm van een magnetische inductie B en het is deze inductie die in het gevoelige element in de IC's, een Hall-generator, een kleine spanning opwekt. Dit effect is vrij lineair en het is dus mogelijk schakelingen te ontwerpen die de absolute grootte van de magnetische inductie omzetten in een evenredige spanning. Deze schakelingen worden in dit hoofdstuk **sensoren met proportionele uitgang** genoemd.

De meeste magnetische sensoren zijn intern echter als schakelaar uitgevoerd. Na versterking wordt de Hall-spanning aangeboden aan een comparator of een Schmitt-trigger. De uitgang zal alleen reageren als de Hall-spanning en dus de magnetische inductie een bepaalde waarde overschrijdt. Deze schakelingen worden in dit hoofdstuk **schakelaar-sensoren** genoemd. Dergelijke IC's worden toegepast voor het contactloos registreren van verschijnselen. Als men een schakelaar-sensor in het magnetisch veld van een permanente magneet opstelt en dit veld onderbreekt door een sluiter uit een magnetisch absorberend metaal zoals zacht ijzer, dan zal de sensor een uitgangsspanning opwekken als de sluiter of onderbreker zich niet tussen de magneet en de sensor bevindt en geen uitgangsspanning genereren als de sluiter wordt verplaatst naar een positie tussen de magneet en de sensor.
Op deze manier kan men voorwerpen tellen, de omtreksnelheid van wielen berekenen, enzoverder.

Er zijn een aantal geïntegreerde magneetsensoren verkrijgbaar, waarbij het permanente magneetje dat verantwoordelijk is voor het opwekken van de magnetische inductie in de behuizing is ondergebracht. In de meeste gevallen zitten deze schakelingen in een vork-achtige behuizing, waarbij het magneetje in de ene en de Hall-schakeling in de andere tand is aangebracht. In de spleet die zich tussen beide tanden bevindt kan de zacht ijzer sluiter of onderbreker worden heen en weer bewogen. Deze schakelingen worden in dit hoofdstuk **onderbrekingsschakelaars** genoemd.

Magnetische grootheden

De basis-grootheid van alle magnetische verschijnselen is de magnetische flux of stroom ϕ, uitgedrukt in Weber (Wb) of Voltseconde (Vs).
De magnetische flux wordt als volgt gedefinieerd.
Stel dat één winding is aangebracht in een magnetisch veld. Als de magnetische flux van dit veld gedurende één seconde gelijkmatig over één eenheid varieert zal er in de winding een spanning van 1 V worden geïnduceerd.
Uit deze definitie volgt onmiddellijk de formule:

$$1\,\text{Wb} = 1\,\text{V} \cdot 1\,\text{s}$$

De magnetische inductie B wordt gedefi-

nieerd als de dichtheid van een magnetische flux. De genormaliseerde eenheid voor de inductie is de Tesla (T). Deze wordt als volgt gedefinieerd. De magnetische inductie is gelijk aan 1 T als een gelijkmatige magnetische flux van 1 Wb loodrecht invalt op een oppervlak van 1 m^2.
Uit deze definitie volgt de formule voor het berekenen van de magnetische inductie:

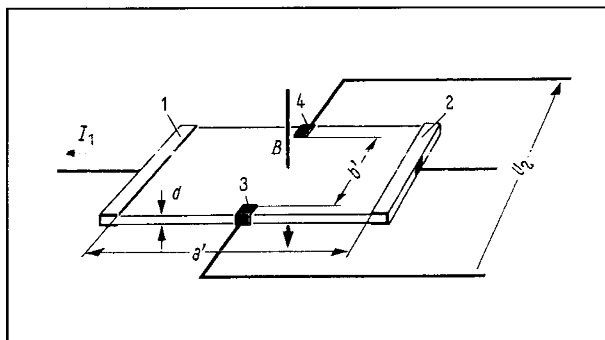
$$1\ T = 1\ Wb/m^2 = 1\ Vs/m^2$$

De magnetische veldsterkte werd vroeger ook in Gauss uitgedrukt, waarbij het verband:

$$1\ G = 10^{-4}\ T$$

geldt.

Principe van de Hall-generator
Alle magnetische sensor-IC's werken met een Hall-generator als basis.
Een Hall-generator is een onderdeel dat een gelijkspanning genereert waarvan de grootte afhankelijk is van de sterkte van de magnetische inductie die op het onderdeel invalt. De principiële opbouw van een Hall-generator is getekend in figuur 19/6.1-1.
Uit een halfgeleider, in de meeste gevallen Indiumantimoon InSb, wordt een dunne folie gemaakt. Aan twee tegenover elkaar liggende zijden worden brede contactstrippen 1 en 2 aangebracht. Aan de twee overige zijden



Figuur 19/6.1-1: De principiële opbouw van een Hall-generator.

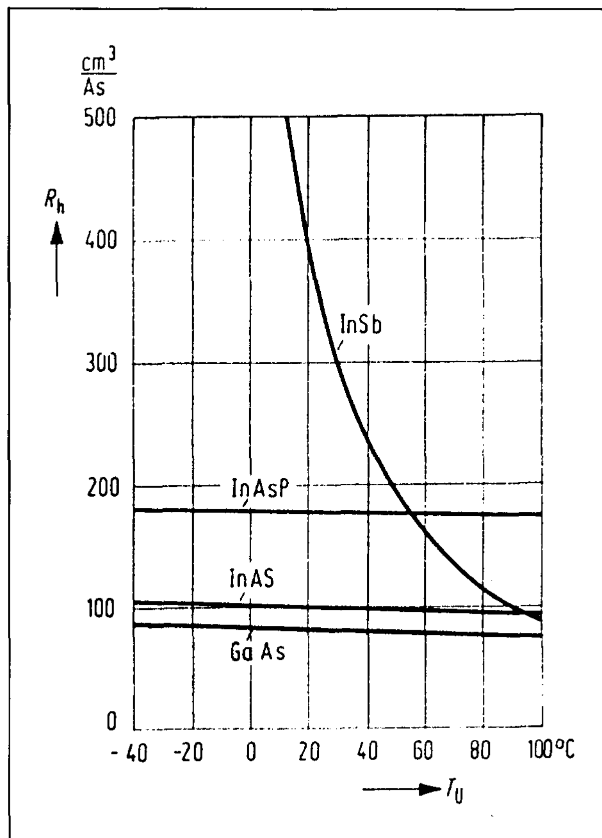
worden kleine contactpunten 3 en 4 gemonteerd. De strippen 1 en 2 worden opgenomen in een schakeling die een constante stroom door de folie stuurt. Deze stroom I_1 heeft tot gevolg dat er in de half-geleidende folie elektronen van 2 naar 1 gaan migreren. Zonder extern magnetisch veld volgen deze elektronen de kortste weg door de folie en is het plaatje elektrisch in evenwicht.
Brengt men echter een magnetische inductie B loodrecht op het plaatje aan, dan zullen de elektronen als gevolg van de Lorentzkracht worden afgebogen op hun weg tussen de strippen 2 en 1. Afhankelijk van de richting van het magnetische veld zullen de elektronen of naar contactpunt 3 of naar contactpunt 4 worden afgebogen. Het gevolg is dat er over het plaatje een elektrisch veld ontstaat, dat tussen de punten 3 en 4 een kleine gelijkspanning opwekt. Deze spanning U_2 noemt men de Hall-spanning en de grootte van deze spanning is evenredig met de sterkte van het elektrische veld in de halfgeleidende folie. Omdat dit veld op haar beurt weer afhankelijk is van de sterkte van het magnetische veld kan men concluderen dat de grootte van de Hall-spanning recht evenredig is met de grootte van de loodrecht op het plaatje invallende magnetische inductie B.
De grootte van de Hall-spanning wordt gegeven door de uitdrukking:

$$U_2 = \frac{R_h}{d} \cdot I_1 \cdot B$$

waarbij d de dikte van de folie voorstelt, I_1 de grootte van de constante stroom, B de sterkte van de magnetische inductie en R_h een materiaal-constante is die Hall-constante wordt genoemd.

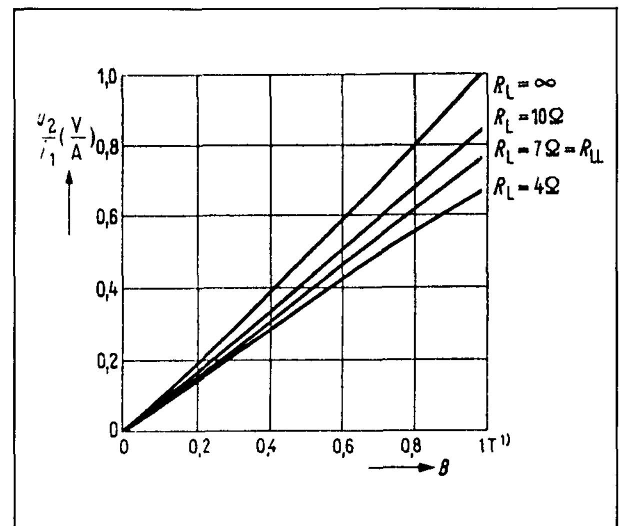
Deze constante is niet alleen afhankelijk van het soort halfgeleider waaruit de folie gemaakt is, maar ook van de temperatuur. In figuur 19/6.1-2 is het verloop van de waarde van deze constante in functie van de temperatuur voor enige bruikbare halfgeleiders getekend.

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/6.1-2: De afhankelijkheid van de Hall-constante in functie van de temperatuur.

De Hall-spanning U_2 is uiteraard niet alleen afhankelijk van de grootte van de magnetische inductie B, maar ook van de grootte van de stroom I_1. Om toch een eenduidige relatie te kunnen opstellen tussen spanning en inductie werkt men vaak met de zogenaamde genormaliseerde Hall-spanning. Dit is een grootheid die berekend wordt door de effectieve Hall-spanning te delen door de stroom I_1 en deze hulp-grootheid uit te zetten tegen de inductie. In figuur 19/6.1-3 is deze genormaliseerde Hall-spanning, uitgedrukt in V/A, uitgezet in functie van de magnetische inductie (uitgedrukt in Tesla) voor verschillende waarden van de belastingsweerstand R_L die men parallel schakelt over de Hall-generator. Wel moet bij deze grafiek opgemerkt worden dat inductie-waarden in de grootte-orde van tienden van een Tesla in



Figuur 19/6.1-3: De genormaliseerde uitgangsspanning van een Hall-generator in functie van de magnetische inductie B voor enige afsluitweerstanden.

de praktijk niet erg vaak zullen voorkomen! Praktische inducties liggen eerder in de grootte-orde van enige tientallen mT.

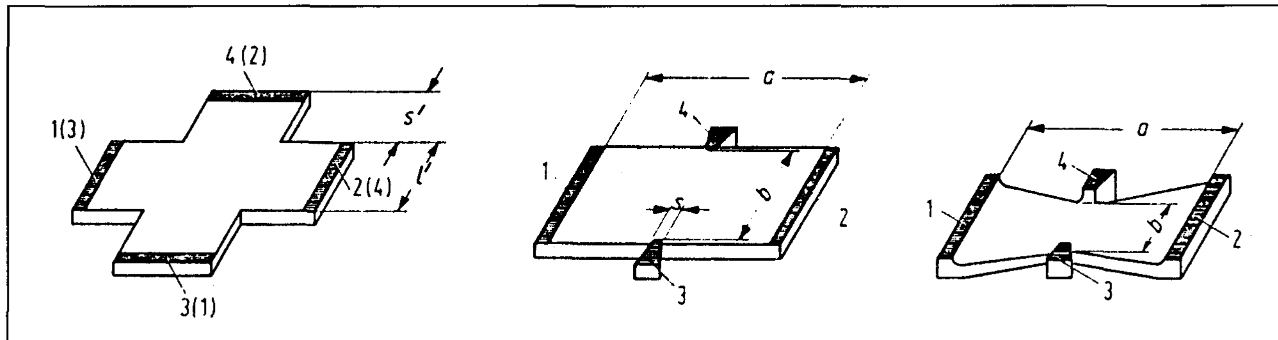
Praktische uitvoeringen van Hall-generatoren

De halfgeleidende folie die de Hall-generator vormt kan volgens verschillende geometrische vormen worden gefabriceerd. In figuur 19/6.1-4 zijn enige vaak voorkomende uitvoeringen geschetst. De kruisvormige uitvoering wordt gekenmerkt door een grote gevoeligheid, terwijl de rechthoekige een grote Hall-spanning genereert. De vlindervormige Hall-generator wordt voornamelijk toegepast voor het meten van intensieve, maar smalle bundels magnetische inductie. De folie wordt volgens een van onderstaande technologieën gefabriceerd:

1 - kristallijn:
de folie wordt door middel van mechanische bewerkingen uit een halfgeleiderkristal gemaakt, waarbij dikten tussen de 5 en de 100 μm mogelijk zijn.

2 - opgedampt:
op een drager wordt een 2 à 3 μm dikke halfgeleidende laag opgedampt. Deze

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/6.1-4: Verschillende praktische uitvoeringsvormen van Hall-generatoren.

Hall-generatoren zijn uitermate geschikt voor toepassingen bij extreem hoge of lage temperaturen.

3 - epitaxiaal:
de halfgeleidende laag wordt uit een substraat gevormd door middel van de uit de normale halfgeleider-technologie bekende chemische technieken, waarbij een laagdikte van ongeveer 10 μm haalbaar is.

4 - ionenimplantatie:
in een half-isolerende basis van halfgeleidend materiaal worden op thermische manier ionen geimplanteerd, waardoor de halfgeleidende laag ontstaat in de bovenste dunne schil van het basismateriaal. Deze techniek kan gebruikt worden tot actieve laagdikten van ongeveer 0,4 μm.

De schakelaar-sensor

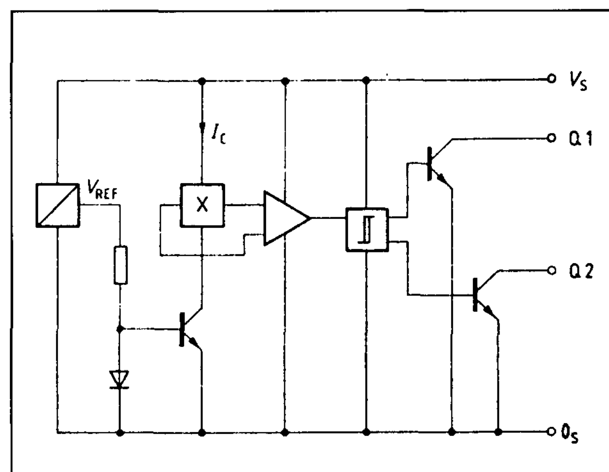
Het basis-schema van een sensor-IC met magnetische schakelaar-actie is getekend in figuur 19/6.1-5.

Uit de voedingsspanning wordt door middel van een referentiebron, een diode en een transistor een constante stroom afgeleid. Deze stroom I_c wordt door de Hall-generator gestuurd. De Hall-spanning wordt versterkt in een verschilversterker en de versterkte spanning wordt aan een Schmitt-trigger aangeboden.

Deze schakeling heeft een hysterisch, hetgeen wil zeggen dat de uitgangsspanning van de trigger niet alleen afhankelijk is van de momentele grootte van de ingangsspanning en dus ook van de magnetische inductie, maar ook van de daling of de stijging van deze spanning of inductie.

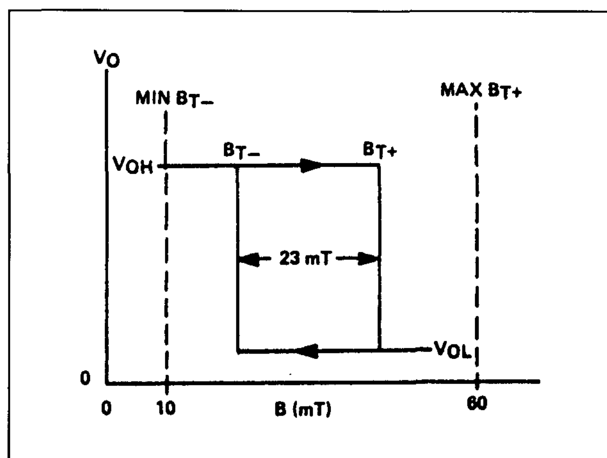
De transfer-karakteristiek van een Schmitt-trigger is getekend in figuur 19/6.1-6.

Stel dat de magnetische inductie B die op het IC invalt groter is dan een bepaalde drempel B_{T+}. De uitgangsspanning van de Schmitt-trigger is dan laag. Stel verder dat de inductie langzaam afneemt. De uitgang blijft laag totdat de inductie kleiner wordt dan een tweede drempel B_{T-}. Op dat moment klapt de schakeling om en wordt de uitgang hoog. Als men nu de inductie weer laat stijgen zal de uitgangsspanning echter hoog blijven totdat de inductie weer groter wordt dan de



Figuur 19/6.1-5: Het basis-schema van een magnetische sensor volgens het schakelprincipe.

6.1 Achtergrond-informatie



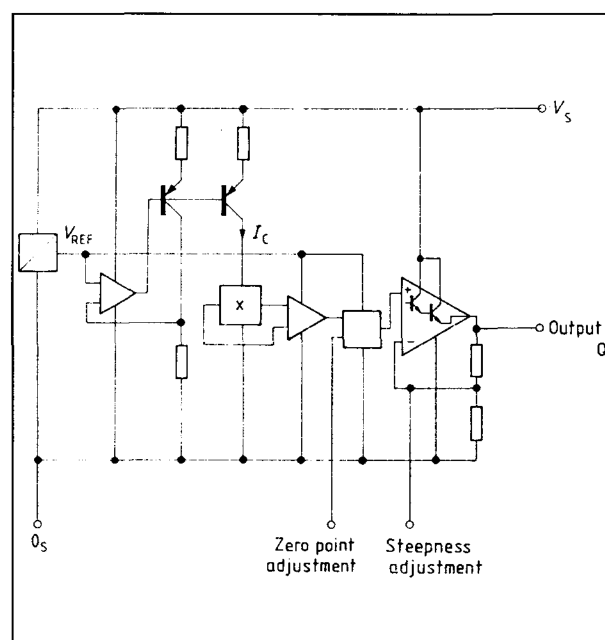
Figuur 19/6.1-6: De principiële werking van een Smitt-trigger toegelicht aan de hand van de transfer-karakteristiek.

bovenste drempel B_{t-}. Het verschil tussen de twee drempels B_{T-} en B_{T+} noemt men de **hysteresisch** van de Schmitt-trigger. Deze eigenschap zorgt ervoor dat er twee duidelijke omklap-punten zijn in het inductiebereik, waarop de schakeling ondubbelzinnig reageert. Kleine inductie-schommelingen rond de drempels hebben geen invloed op de uitgangsspanning van de schakeling.

De Schmitt-trigger wordt afgesloten met twee identieke uitgangstrappen volgens de open collector structuur. De belastingsweerstand moet dus extern worden aangebracht tussen de voedingsspanning en de uitgang van het IC.
Deze open-collector voorziening heeft als voordeel dat men de uitgangen van verschillende sensoren door middel van weerstanden en dioden kan opnemen in een matrix, zodat het mogelijk is zonder extra IC's eenvoudige decoderingen rond de uitgangen samen te stellen.

De proportionele magnetische sensor
Het basis-schema van een magnetische sensor met proportionele uitgang is getekend in figuur 19/6.1-7.
Ook nu wordt uit de voedingsspanning een constante stroom I_c afgeleid. Maar omdat er nu veel hogere eisen aan de constantheid van deze stroom worden gesteld - vergeet niet dat de Hall-spanning ook afhankelijk is van de grootte van de stroom die door de Hall-generator wordt gestuurd - is de schakeling van de stroombron uitgebreid. De uitgang van de Hall-generator wordt weer aangeboden aan een verschilversterker. Omdat men in de meeste gevallen weinig kan beginnen met een differentiële spanning wordt de verschilversterker gevolgd door een trap waarin de differentiële uitgangsspanning van de versterker wordt omgezet in een unipolaire spanning, een spanning die gerefereerd is naar het gemeenschappelijke massa-punt.

Men treft proportionele magnetische sensoren aan, waarbij in deze laatste trap voorziening zijn aangebracht voor het instellen van het nulpunt en voor het afregelen van de gevoeligheid. Bij andere proportionele sensoren moet men deze schakelingen echter extern aanbrengen.



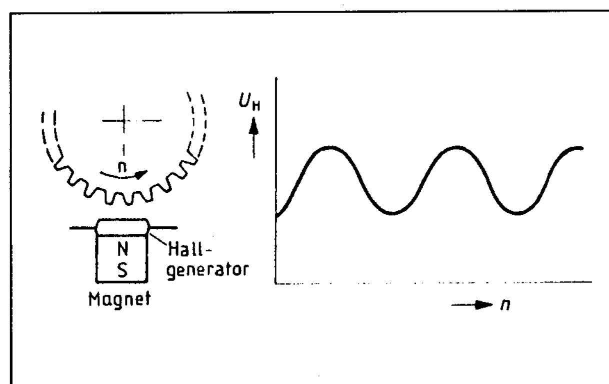
Figuur 19/6.1-7: Het basis-schema van een proportionele magnetische sector.

6.1 Achtergrond-informatie

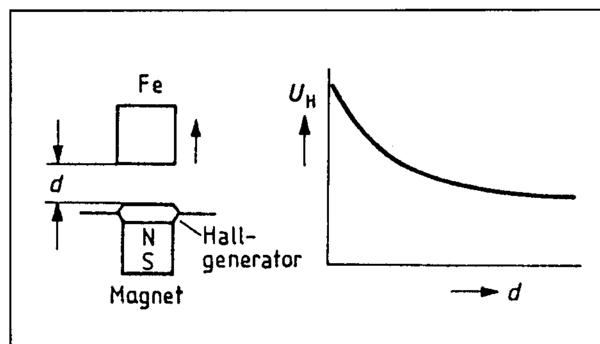
Toepassingen van magnetische sensoren
In deze paragraaf worden enige voor de hand liggende maar ook enige minder voor de hand liggende praktische toepassingen van magnetische sensoren besproken.
Het basis-principe is steeds het zelfde. Er wordt een gesloten magnetisch systeem opgebouwd, waarbij een permanente magneet zorgt voor de magnetische inductie. De sensor is opgenomen in het magnetische veld. Zolang er niets aan de opstelling wijzigt zal de magnetische weerstand van het gesloten systeem constant zijn en zal de sensor zich in een constante inductie B bevinden. Als er echter iets verandert, bijvoorbeeld het vergroten van een luchtspleet of het in het systeem opnemen van een metalen voorwerp, dan zal het magnetische weerstand van het systeem veranderen waardoor de inductie daalt of stijgt. De sensor levert een variërende uitgangsspanning en deze spanning kan worden gebruikt voor het registreren, tellen of sturen van de specifieke toepassing.

- tellen van voorwerpen

Een kleine permanente magneet wordt in innig contact met het sensor-IC in de nabijheid van de te tellen voorwerpen gemonteerd, zie figuur 19/6.1-8. In dit specifieke geval worden de tanden van een ijzeren tandwiel geteld. Als het tandwiel gaat draaien zal de luchtspleet tussen de sensor en het wiel groter worden als er geen tand voor de sensor



Figuur 19/6.1-8: Tellen van voorwerpen met een magnetische sensor.



Figuur 19/6.1-9: Het meten van een afstand.

staat en kleiner worden als er wel een tand voor de sensor staat. De wisselende magnetische inductie wekt een wisselende uitgangsspanning op, ieder maximum komt overeen met een tand voor de sensor. Op deze manier kan men ook snelheden van ronddraaiende metalen assen meten.

- meten van afstanden

De combinatie permanente magneet/sensor-IC (figuur 19/6.1-9) meet de afstand d tussen het IC en een metalen voorwerp. Hoe groter de afstand, hoe groter de luchtspleet in het systeem en hoe kleiner de inductie en de uitgangsspanning van de sensor.

- positioneren van voorwerpen

Twee even sterke permanente worden worden volgens figuur 19/6.1-10 opgesteld op gelijke afstanden van de plaats waarop het te positioneren voorwerp moet terecht komen. Dat voorwerp is voorzien van een magneetsensor. Als het gevoelige oppervlak van de sensor zich precies tussen beide magneten bevindt vertoont de uitgangsspanning van het sensor-IC een duidelijk negatief maximum. Deze spanning kan via een regelsysteem een motortje zodanig aandrijven dat de sensor precies tussen beide permanente magneten wordt geplaatst.

- contactloos meten van stromen

De te meten stroom I_1 wordt, zie figuur 19/6.1-11, door enige windingen gestuurd rond een magnetische kern met luchtspleet.

6.1 Achtergrond-informatie

19/6.1-11, door enige windingen gestuurd rond een magnetische kern met luchtspleet. In de luchtspleet in een sensor-IC aangebracht. De uitgangsspanning van dit IC stuurt via een verschilversterker een stroom I_2 door een tweede wikkeling. De verschilversterker vergelijkt de uitgangsspanning van de sensor met de massa, het systeem zal dus streven naar een Hall-spanning gelijk aan 0.V. Op dat moment is de magnetische inductie in de kern gelijk aan nul, hetgeen alleen mogelijk is als de veldsterkte die door I_1 in de kern wordt gegenereerd precies gelijk is aan de (tegengestelde) veldsterkte die door de stroom I_2 wordt opgewekt.

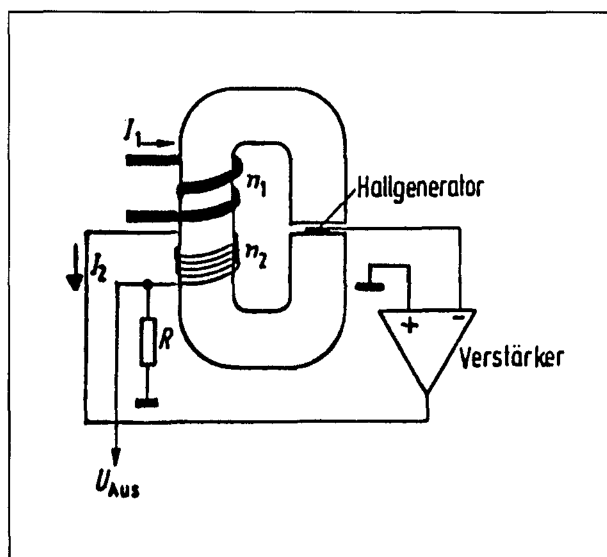
$$I_1 \cdot n_1 = I_2 \cdot n_2$$

$$I_2 = I_1 \cdot (n_1/n_2)$$

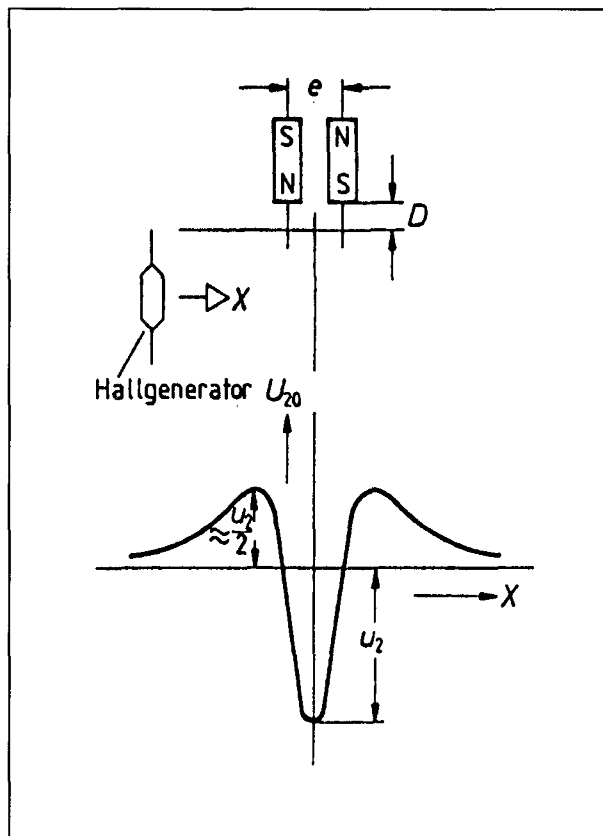
$$\begin{aligned} U_{uit} &= R \cdot I_2 \\ &= R \cdot I_1 \cdot (n_1/n_2) \\ &= k \cdot I_1 \end{aligned}$$

De uitgangsspanning is recht evenredig met de grootte van de te meten stroom I_1.

- commutator-loze motoren



Figuur 19/6.1-11: Het galvanisch volledig gescheiden meten van een gelijkstroom.



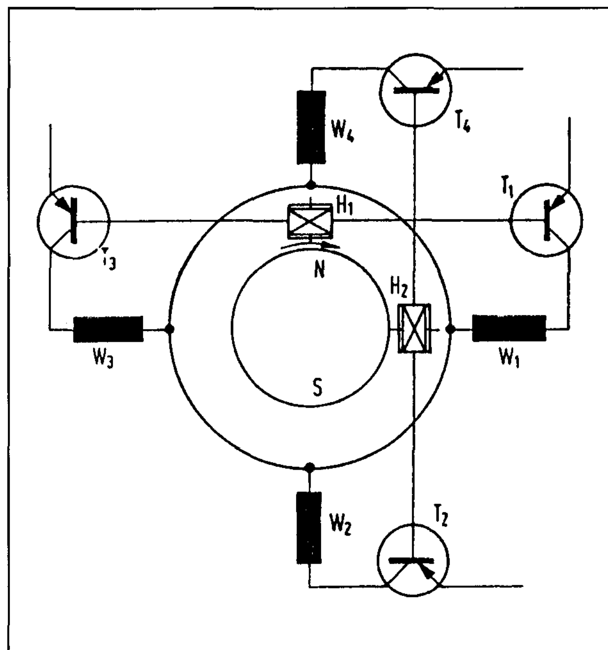
Figuur 19/6.1-10: Het bepalen van de positie van de sensor door middel van twee identieke permanente magneten.

Gewone elektromotoren hebben een commutator en minstens twee koolborstels die de stroom voor het bekrachtigen van de spoel op de rotor via de koperen lamellen op de commutator overbrengen. Een bron van storingen!

Door middel van magnetische sensoren kan men motoren zonder mechanische of koolcontacten ontwerpen. Het basis-idee is geschetst in figuur 19/6.1-12.

De spoel op de rotor is vervangen door een permanente magneet die in beweging wordt gezet door vier rondom de rotor opgestelde spoelen W_1 tot en met W_4. Twee magnetische sensoren, loodrecht ten opzichte van elkaar gemonteerd, tasten de positie van de rotor af. De sensoren sturen, uiteraard via niet getekende besturingsschakelingen, de vier spoelen zodanig dat het door de spoelen

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 10/6.1-12 De principiële opbouw van een commutatorloze gelijkspanningsmotor.

opgewekte veld 90 ° voorloopt op het veld van de permanente magneet in de rotor. Het gevolg is dat de rotor gaat draaien.

19/6.2

Type-beschrijving

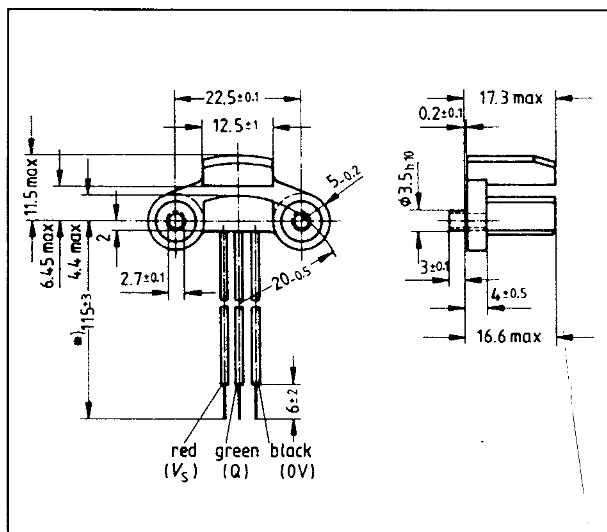
HKZ 101

onderbrekings-schakelaar

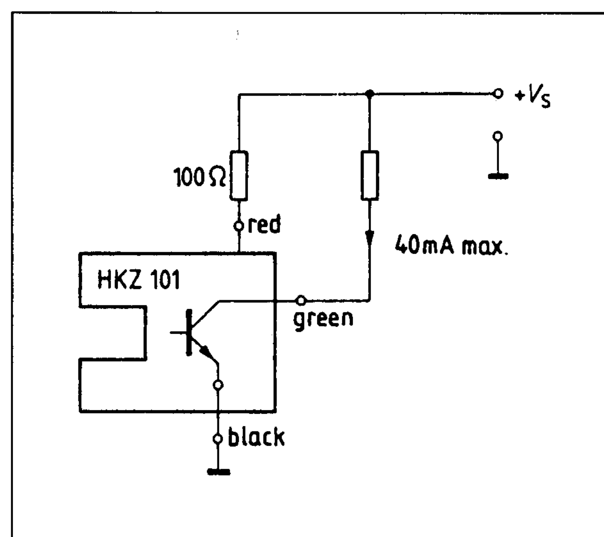
Dit speciale IC bestaat uit een Hall-effect schakeling en een op kleine afstand daarvan opgestelde permanente magneet. Tussen de schakeling en de magneet zit een smalle luchtspleet waarin een onderbreker uit zacht ijzer kan draaien. Voornaamste toepassing van dit IC is het gebruik in contactloze onderbrekers voor het triggeren van de ontsteking van benzinemotoren.
Het IC heeft een open collector uitgang, die maximaal 40 mA kan opnemen uit de voeding.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: speciaal, zie figuur 19/6.2-1
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-2



Figuur 19/6.2-1: Behuizing van de HKZ 101.

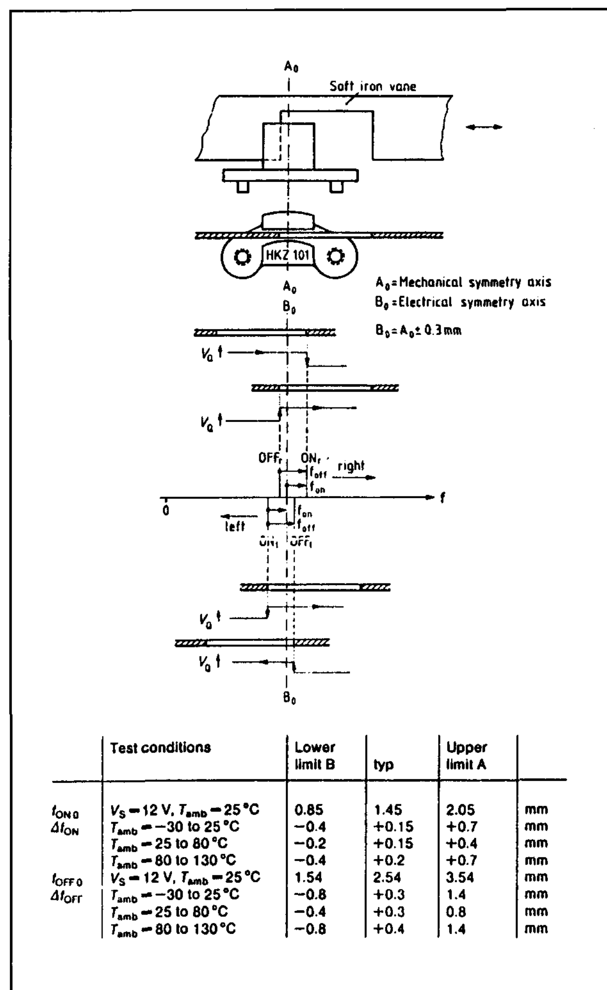


Figuur 19/6.2-2: Aansluitgegevens van de HKZ 101.

- flux-verloop: figuur 19/6.2-3
- voedingsspanning: +4,5 V min.
  +24 V typisch
  +30 V max.
- voedingsstroom: 12 mA typisch
- ruststroom: 10 μA typisch
- uitgangsstroom: 40 mA max.
- uitgangsspanning, OFF: 30 V max.
- uitgangsspanning, ON bij 40 mA: 0,4 V max.
- vertragings-tijd: 1 μs max.
- schakelpunten: figuur 11/6.2-4
- afmetingen onderbreker (figuur 11/6.2-5):
  dikte a: 0,5 mm
  breedte b: 8,0 mm
  spleet-breedte c: 8,0 mm
  diepte d: (17,3 – h) mm
  speling h: 4,6 → 9 mm

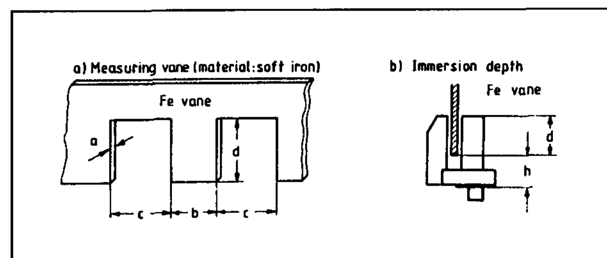
6.2 Type-beschrijving

- waarheids-tabel:
  de uitgangstransistor geleidt als de onderbreker zich niet in de luchtspleet bevindt en spert als het magnetische veld door de onderbreker wordt onderbroken.

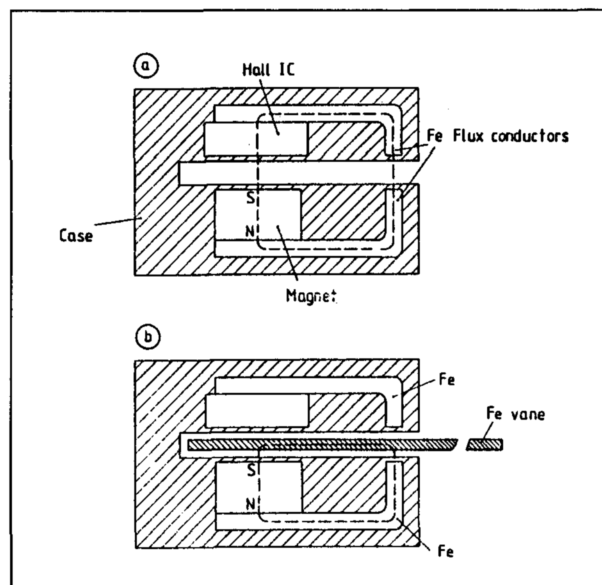


	Test conditions	Lower limit B	typ	Upper limit A	
f_{ON0}	V_S = 12 V, T_{amb} = 25 °C	0.85	1.45	2.05	mm
Δf_{ON}	T_{amb} = −30 to 25 °C	−0.4	+0.15	+0.7	mm
	T_{amb} = 25 to 80 °C	−0.2	+0.15	+0.4	mm
	T_{amb} = 80 to 130 °C	−0.4	+0.2	+0.7	mm
f_{OFF0}	V_S = 12 V, T_{amb} = 25 °C	1.54	2.54	3.54	mm
Δf_{OFF}	T_{amb} = −30 to 25 °C	−0.8	+0.3	1.4	mm
	T_{amb} = 25 to 80 °C	−0.4	+0.3	0.8	mm
	T_{amb} = 80 to 130 °C	−0.8	+0.4	1.4	mm

Figuur 19/6.2-4: In- en uitschakelgegevens van de HKZ 101 in relatie tot de plaats van de onderbreker in de spleet.



Figuur 19/6.2-5: Afmetingen van de onderbreker.



Figuur 19/6.2-3: Positie van de onderbreker in de spleet van de HKZ 101.

HKZ 101 S

onderbrekings-schakelaar

Volledig functie- en schakeltechnisch compatible met de HKZ 101, echter met andere schakelpunten.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: speciaal, zie figuur 19/6.2-1
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-2
- schakelpunten: zie figuren 19/6.2-4 en 19/6.2-6

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de HKZ 101.

	Test conditions	Lower limit B	typ	Upper limit A	
f_{ON0}	V_S = 12 V, T_{amb} = 25 °C	0.65		2.3	mm
Δf_{ON}	T_{amb} = −30 to 130 °C	−0.4		0.75	mm
f_{OFF0}	V_S = 12 V, T_{amb} = 25 °C	0.8		4.9	mm
Δf_{OFF}	T_{amb} = −30 to 130 °C	−0.4		1.5	mm

Figuur 19/6.2-6: In- en uitschakelgegevens van de HKZ 101 S in relatie tot de plaats van de onderbreker, zie ook figuur 19/6.2-4

6.2 Type-beschrijving

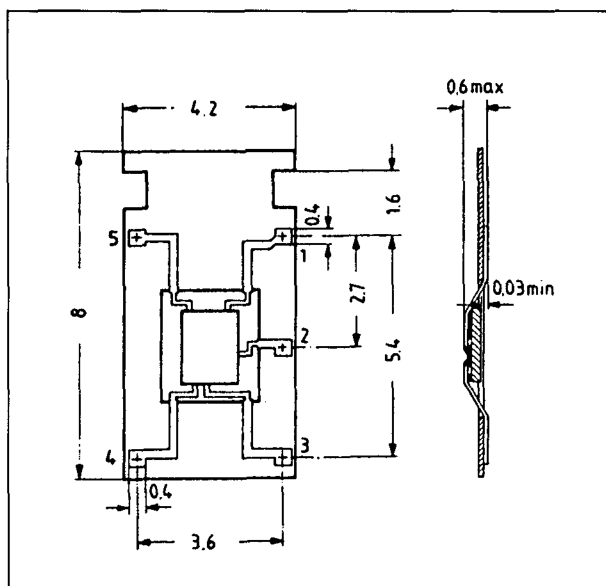
SAS 231 L

proportionele uitgang

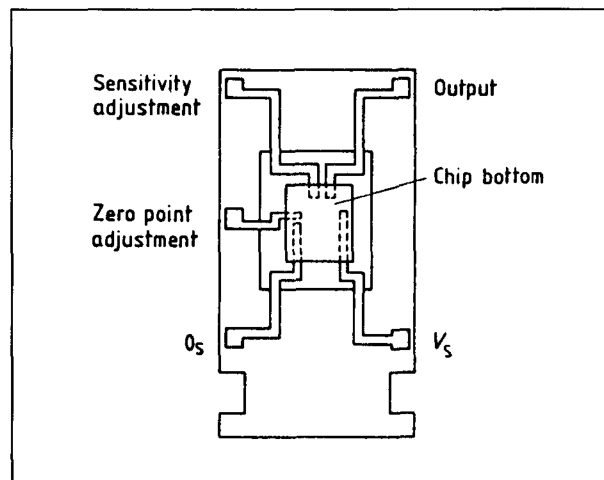
Deze sensor genereert een uitgangsspanning die recht evenredig is met de waarde van de magnetische flux die op de sensor invalt. De uitgangsspanning stijgt als een magnetische zuidpool in de buurt van de bovenzijde van het IC wordt gebracht. De gevoeligheid en het nulpunt kunnen worden ingesteld door het opnemen van twee instelpotentiometers in de externe schakeling.

Technische gegevens

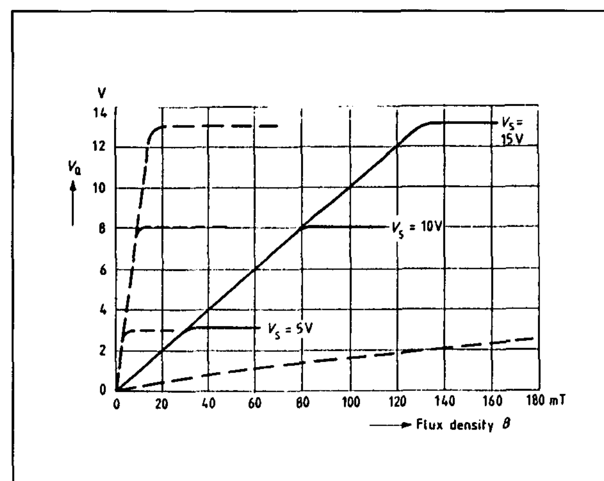
- fabrikant: Siemens
- behuizing: MICROPACK, zie figuur 19/6.2-7
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-8
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 19/6.2-9
- voedingsspanning: + 4,75 V min.
  + 15 V typisch
  + 18 V max.
- voedingsstroom: 10 mA typisch
- uitgangsstroom: 10 mA max.
- uitgangsspanning: 0,05 V min.
  (U_b – 2) V max.
- lineariteit: 2 % typisch
- temp. coëf.: 0,4 mT/°C.
- temp-bereik: 0 → + 70 °C



Figuur 19/6.2-7: Behuizing van de SAS 231 L.



Figuur 19/6.2-8: Aansluitgegevens van de SAS 231 L.



Figuur 19/6.2-9: Transfer-karakteristiek van de SAS 231 L.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/6.2-10:

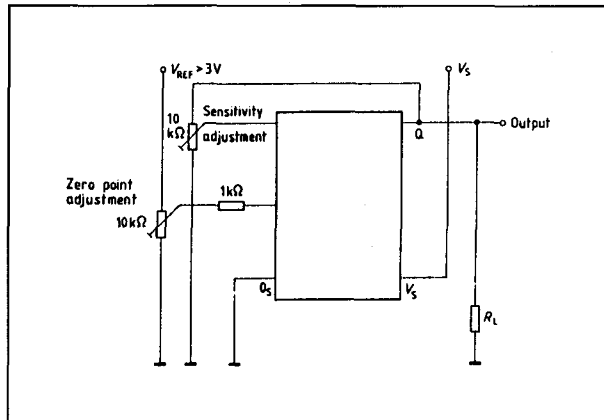
Standaard-schakeling van de SAS 231 L met de externe componenten voor het afregelen van de gevoeligheid en het nulpunt.

SAS 231 W

proportionele uitgang

Identiek met de SAS 231 L, echter leverbaar in een andere behuizing.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-10: Minimale externe schakeling rond de SAS 231 L.

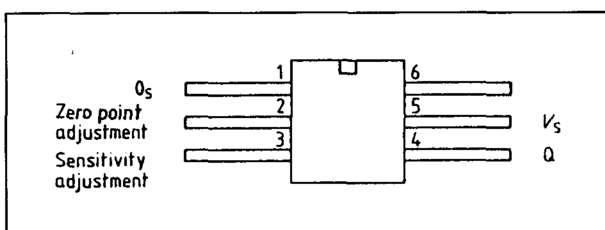
Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- behuizing: MINIDIL, zie figuur 19/6.2-11
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-12

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS 231 L.

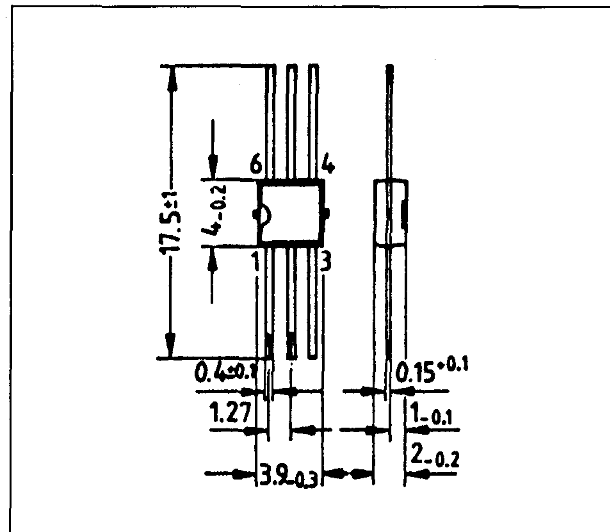
SAS 241

schakelaar, open collector

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux B_{off} is de uitgang 'H', boven de drempel B_{on} is de uitgang 'L'. Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector.
De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.

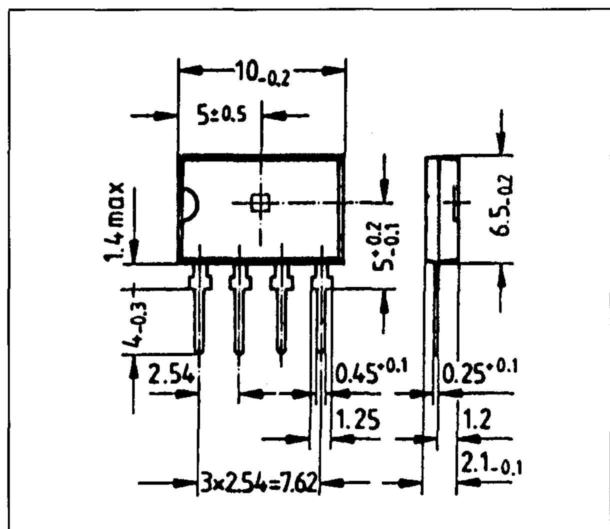


Figuur 19/6.2-12: Aansluitgegevens van de SAS 231 W.



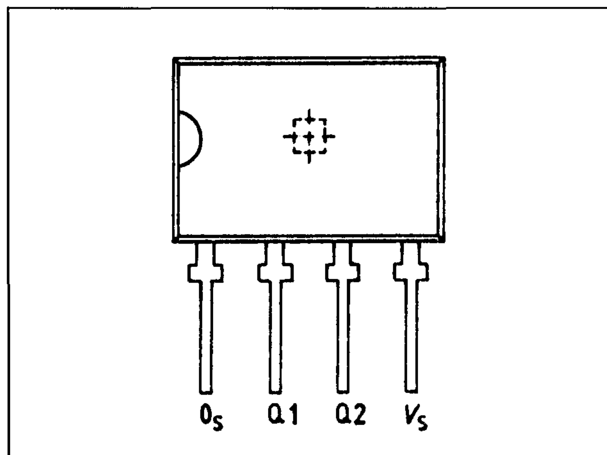
Figuur 19/6.2-11: Afmetingen van de behuizing van de SAS 231 W.

Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 19/6.2-15
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 19/6.2-16

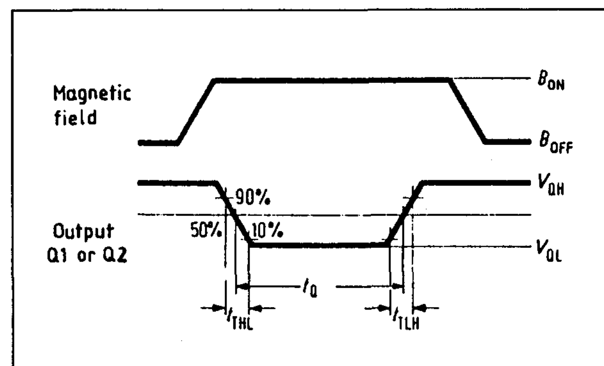


Figuur 19/6.2-13: Behuizing van de SAS 241.

6.2 **Type-beschrijving**



Figuur 19/6.2-14: Aansluitgegevens van de SAS 241.



Figuur 19/6.2-15: Verband tussen magnetische flux en uitgangsspanning van de SAS 241.

- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +18 V typisch
  +20 V max.
- voedingsstroom: 3,5 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA max.
- lekstroom bij OFF: 10 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 10 mT min.
- flux voor ON: 65 mT max.
- hysterisch: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2 μs max.
- temp-bereik: 0 → +70 °C

SAS 241 S4

schakelaar, open collector, TTL

Vergelijkbaar met de SAS 241, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

Technische gegevens

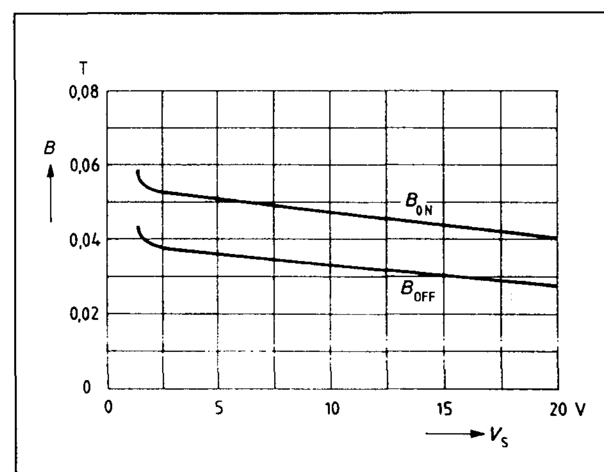
- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +5 V typisch
  +5,25 V max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS 241.

SAS 250

schakelaar, open collector

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux B_{off} is de uitgang 'H', boven de drempel B_{on} is de uitgang 'L'. Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector. De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.



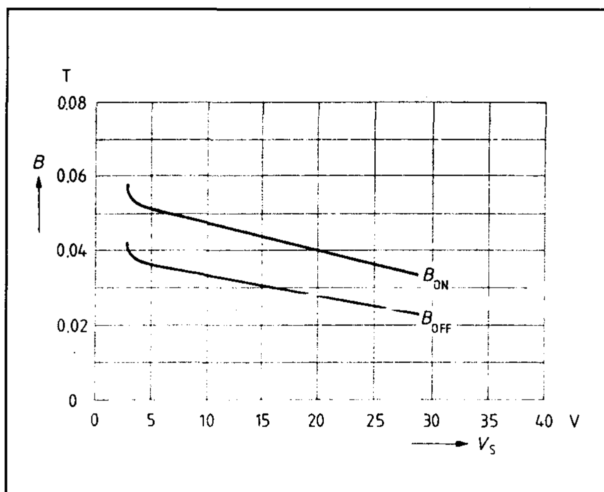
Figuur 19/6.2-16: Transfer-karakteristiek van de SAS 241.

Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- Behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 19/6.2-15
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 19/6.2-17
- voedingsspanning: +4,5 V min.
  +18 V typisch
  +30 V max.
- voedingsstroom: 6 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA max.
- lekstroom bij OFF: 10 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 4 mT min.
- flux voor ON: 10 mT max.
- hysterisch: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2 μs max.
- temp-bereik: −40 → +125°C

SAS 251

schakelaar, open collector

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux B_{off} is de uitgang 'H', boven de drempel B_{on} is de uitgang 'L'. Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector.
De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.



Figuur 19/6.2-17: Transfer-karakteristiek van de SAS 250.

Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 19/6.2-15
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 19/6.2-16
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +18 V typisch
  +30 V max.
- voedingsstroom: 6 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA max.
- lekstroom bij OFF: 10 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 5 mT min.
- flux voor ON: 65 mT max.
- hysterisch: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2 μs max.
- temp-bereik: 0 → +70 °C

SAS 251 S4

schakelaar, open collector, TTL

Vergelijkbaar met de SAS 251, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +5 V typisch
  +5,25 V max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS 251.

6.2 Type-beschrijving

SAS 251 S5

schakelaar, open collector, CMOS

Vergelijkbaar met de SAS 251, echter aangepast aan CMOS-uitgangsdrempels.

Technische gegevens

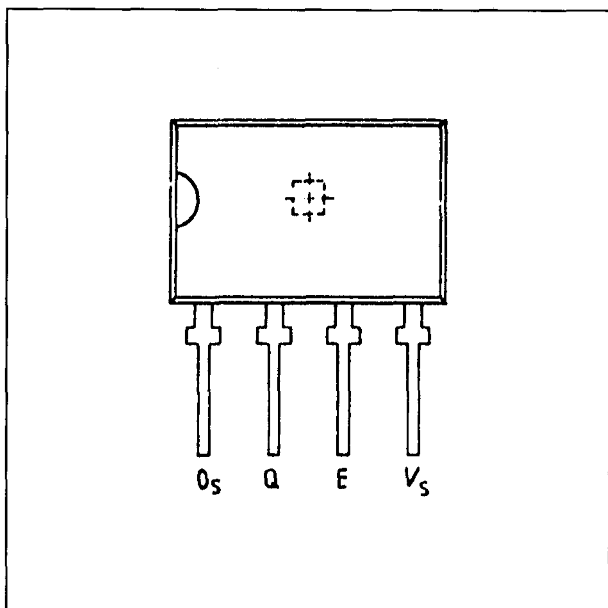
- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-14
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +15 V typisch
  +18 V max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS 251.

SAS 261

schakelaar, enable ingang

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels en van de spanning op een enable-ingang E. De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.



Figuur 19/6.2-18: Aansluitgegevens van de SAS 261.

Als een voldoende hoge veldsterkte is ($B > B_{on}$) invalt op het IC en bovendien de enable-ingang 'H' is, dan zal de open collector uitgang Q van 'H' naar 'L' schakelen.

Technische gegevens:

- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 9/6.2-18
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 19/6.2-16
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +18 V typisch
  +20 V max.
- voedingsstroom, niet enable: 5 mA typisch
- voedingsstroom, wel enable: 500 μA max.
- uitgangsstroom: 30 mA max.
- lekstroom bij OFF: 10 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 5 mT min.
- flux voor ON: 65 mT max.
- hysteresisch: 10 mT typisch
- enable-ingang: TTL-compatible
- transition-tijd: 2 μs max.
- temp-bereik: 0 → +70 °C

SAS 261 S4

schakelaar, open collector, TTL

Vergelijkbaar met de SAS 261, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, zie figuur 19/6.2-13
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-18
- voedingsspanning: +4,75 V min.
  +5 V typisch
  +5,25 V max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS 261.

TCA 450 A

detector met verschil-versterker

Detector voor magnetische velden met ingebouwde verschil-versterker en twee uitgangen.

6.2 Type-beschrijving

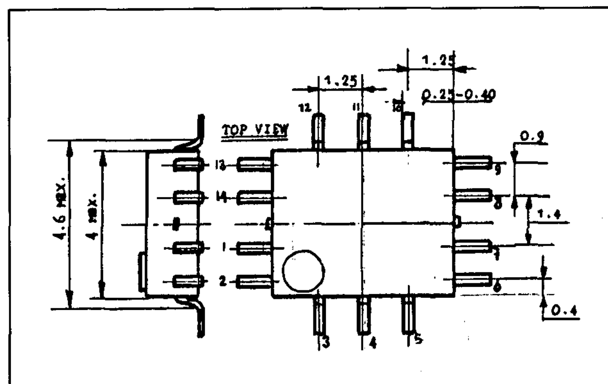
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: speciaal, zie figuur 19/6.2-19
- intern schema: figuur 19/6.2-20

Nadere gegevens ontbreken.

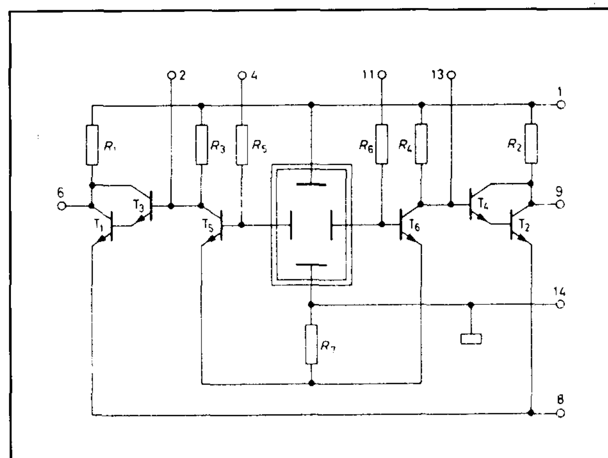
TL 170 C

schakelaar, open collector, bipolair

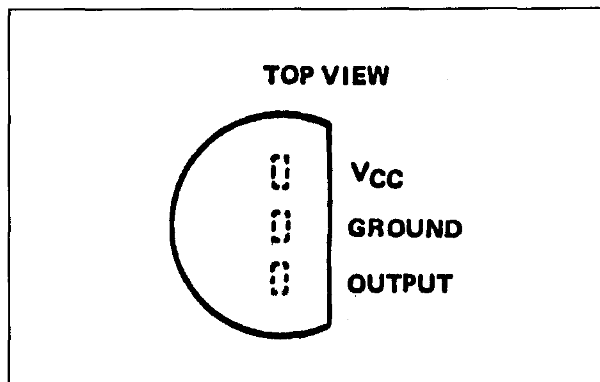
Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de richting waarin de magnetische flux de schakeling penetreert.
De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.



Figuur 19/6.2-19: Behuizing van de TCA 450 A.

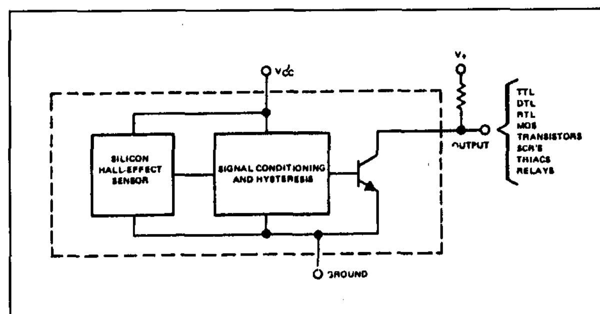


Figuur 19/6.2-20: Intern schema van de TCA 450 A.



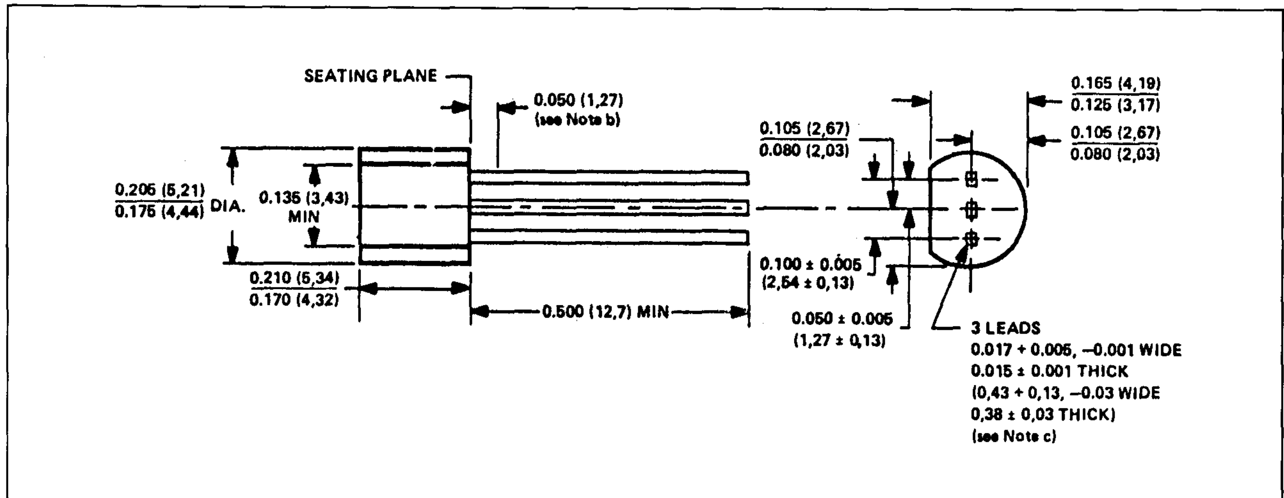
Figuur 19/6.2-22: Aansluitgegevens van de TL-sensoren.

Technische gegevens
- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- intern blokschema: figuur 19/6.2-23
- definities van positieve en negatieve flux: figuur 19/6.2-24
- transfer-karakteristiek: figuur 19/6.2-25
- voedingsspanning: +5 V typisch
  +7 V max.
- voedingsstroom: 6 mA max.
- uitgangsspanning: 30 V max.
- uitgangsstroom: 20 mA max.
- lekstroom bij OFF: 100 μ max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: +25 mT max.
- flux voor ON: −25 mT min.
- hysteresisch: 20 mT typisch
- temp-bereik: 0 → +70 °C

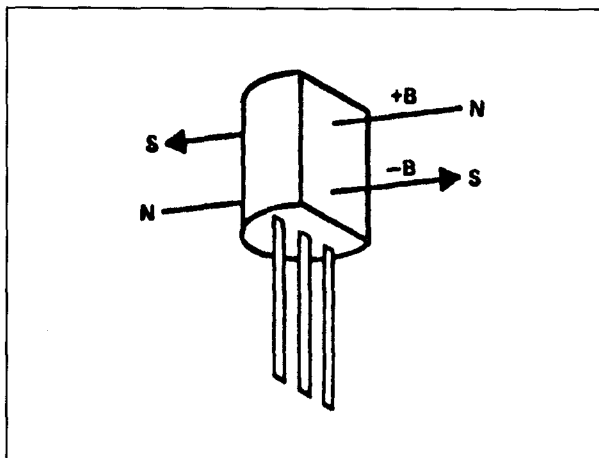


Figuur 19/6.2-23: Blokschema van de TL 170 C.

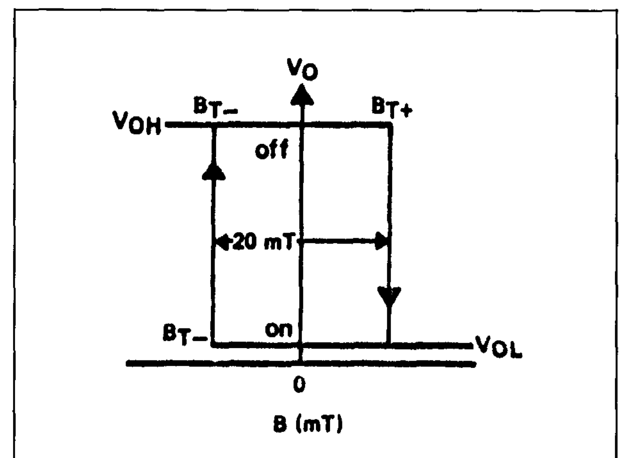
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-21: Behuizing van de magnetische sensoren van de TL-serie.



Figuur 19/6.2-24: Definitie van de positieve en negatieve zin van de magnetische veldlijnen bij de TL-sensoren.



Figuur 19/6.2-25: Transfer-karakteristiek van de TL 170 C.

TL 172 C

schakelaar, open collector

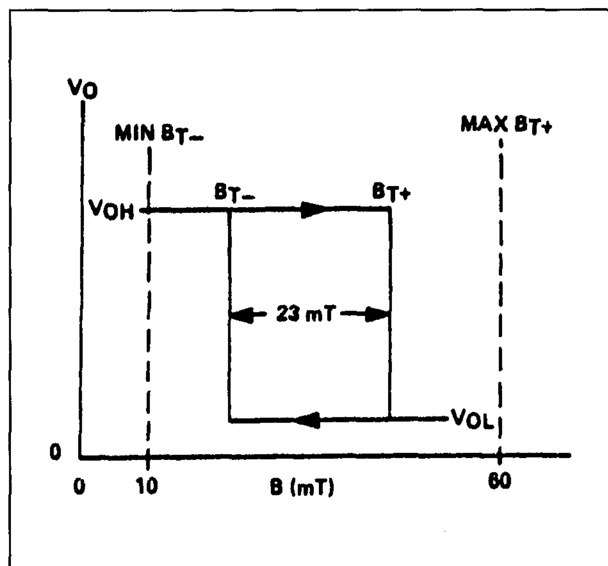
Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de grootte van twee magnetische flux-drempels. Een veld van voldoende sterkte stuurt de open collector uitgang in geleiding.

De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- intern blokschema: figuur 19/6.2-23
- transfer-karakteristiek: figuur 19/6.2-26
- voedingsspanning: +5 V typisch, +7 V max.
- voedingsstroom: 6 mA max.
- uitgangsspanning: 30 V max.
- uitgangsstroom: 20 mA max.
- lekstroom bij OFF: 100 μA max.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-26: Transfer-karakteristiek van de TL 172 C.

- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 10 mT min.
- flux voor ON: 60 mT max.
- hysteresisch: 23 mT typisch
- temp-bereik: 0 → +70 °C

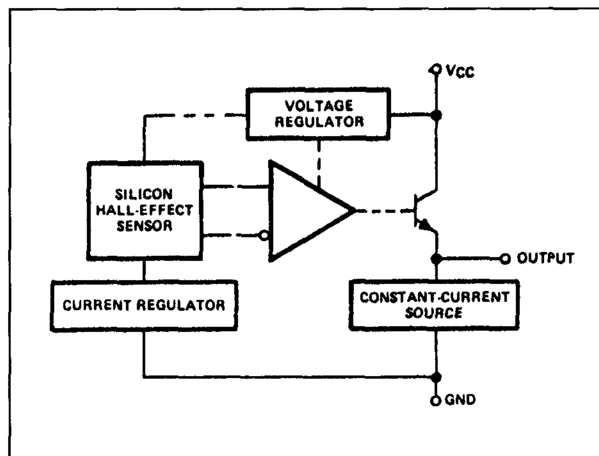
TL 173 I

proportionele uitgang

Deze sensor genereert een uitgangsspanning die recht evenredig is met de waarde van de magnetische flux die op de sensor invalt. De uitgangsspanning stijgt als de magnetische veldsterkte die op de afgeplatte zijde van het IC invalt groter wordt. De gevoeligheid en het nulpunt kunnen worden ingesteld door het opnemen van twee instelpotentiometers in de externe schakeling.

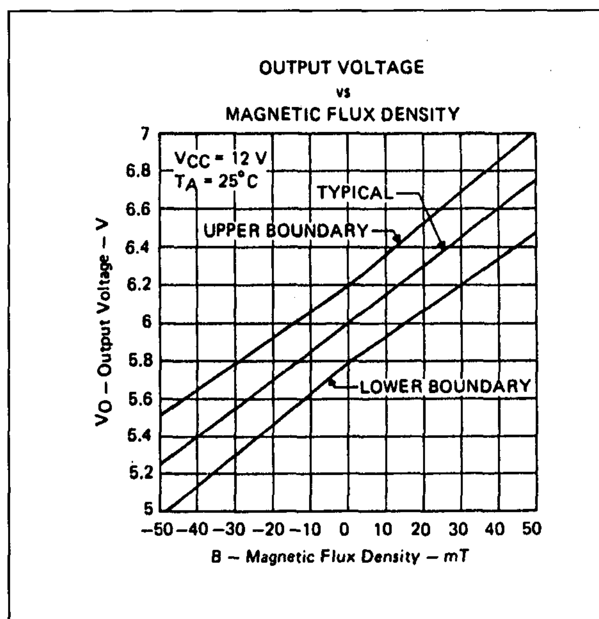
Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- intern blokschema: figuur 19/6.2-27
- transfer-karakteristiek: figuur 19/6.2-28



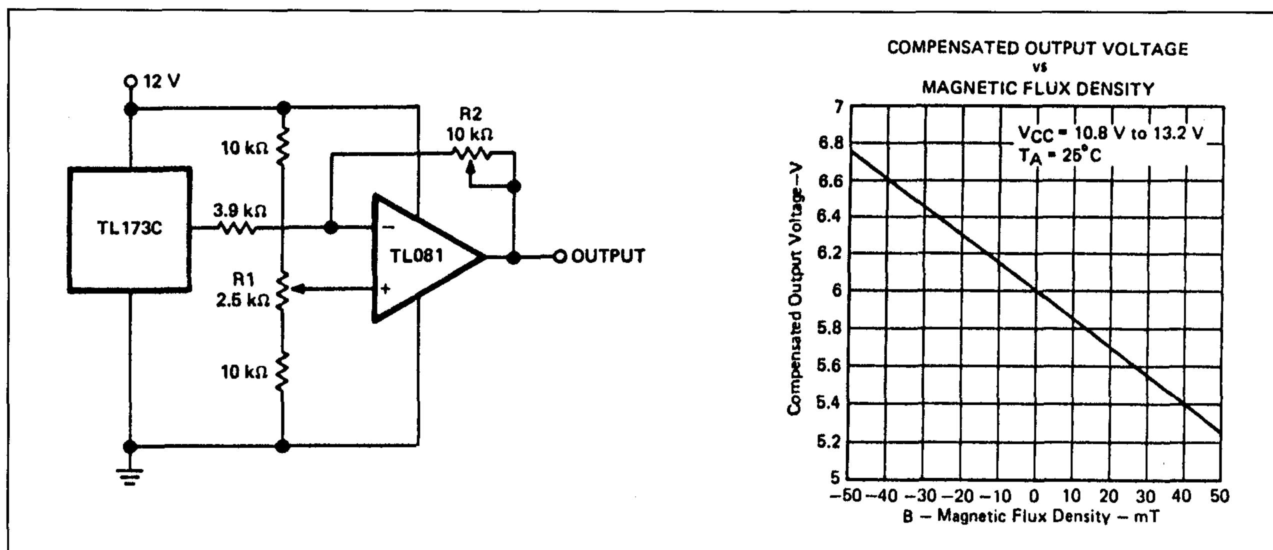
Figuur 19/6.2-27: Intern blokschema van de TL 173.

- voedingsspanning: +10,8 V min.
  +12 V typisch
  +25 V max.
- voedingsstroom: 12 mA max.
- uitgangsspanning: 6,2 V max.
- uitgangsstroom: 2 mA max.
- gevoeligheid: 15 V/T typisch
- lineariteit: +/−5 %
- frequentie-bereik: 100 kHz typisch
- temp-bereik: −20 → +85 °C



Figuur 19/6.2-28: Transfer-karakteristiek van de TL 173.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-29: Basis-schema van de TL 173 I met externe operationele versterker voor het instellen van nulpunt en gevoeligheid.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/6.2-29:

Basis-schakeling van de TL 173 I met operationele versterker voor het instellen van de gevoeligheid (R2) en het nulpunt (R1). Rechts de transfer-karakteristiek van deze schakeling.

TL 173 C

proportionele uitgang

Volledig identiek aan de TL 173 I, echter met beperkt temperatuur-bereik.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- temp-bereik: 0 → +70 °C

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TL 173 I.

TL 175 C

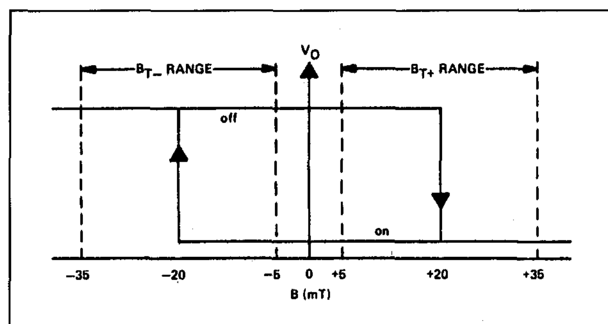
schakelaar met geheugen

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de grootte van twee magnetische flux-drempels. De hysteresisch van de schakeling is echter zo groot dat de uitgangsspanning na het wegvallen van de flux op het laatste niveau blijft staan en slechts omklapt als de richting van de flux wijzigt en de grootte van de flux groter wordt dan de tweede drempel-waarde.
De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- intern blokschema: figuur 19/6.2-23
- transfer-karakteristiek: figuur 19/6.2-30
- voedingsspanning: +8,1 V min.
  +12 V typisch
  +18 V max.
- voedingsstroom: 7 mA max.
- uitgangsspanning: 30 V max.
- uitgangsstroom: 20 mA max.
- lekstroom bij OFF: 100 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-30: Transfer-karakteristiek van de TL 175 C.

- flux voor OFF: −5 mT max.
  −35 mT min.
- flux voor ON: +5 mT min.
  +35 mT max.
- hysteresisch: 40 mT typisch
- temp-bereik: −40 → +125 °C

TL 176 C

schakelaar, open collector

Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de grootte van twee magnetische flux-drempels. Een veld van voldoende sterkte stuurt de open collector uitgang in geleiding.
De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, zie figuur 19/6.2-21
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-22
- intern blokschema: figuur 19/6.2-23
- transfer-karakteristiek: figuur 19/6.2-26
- voedingsspanning: +4,5 V min.
  +12 V typisch
  +30 V max.
- voedingsstroom: 10 mA max.
- uitgangsspanning: 30 V max.
- uitgangsstroom: 20 mA max.
- lekstroom bij OFF: 100 μA max.
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 10 mT min.
- flux voor ON: 50 mT max.
- hysteresisch: 7,5 mT typisch
- temp-bereik: −40 → +150 °C

6.2 Type-beschrijving

HAL 114

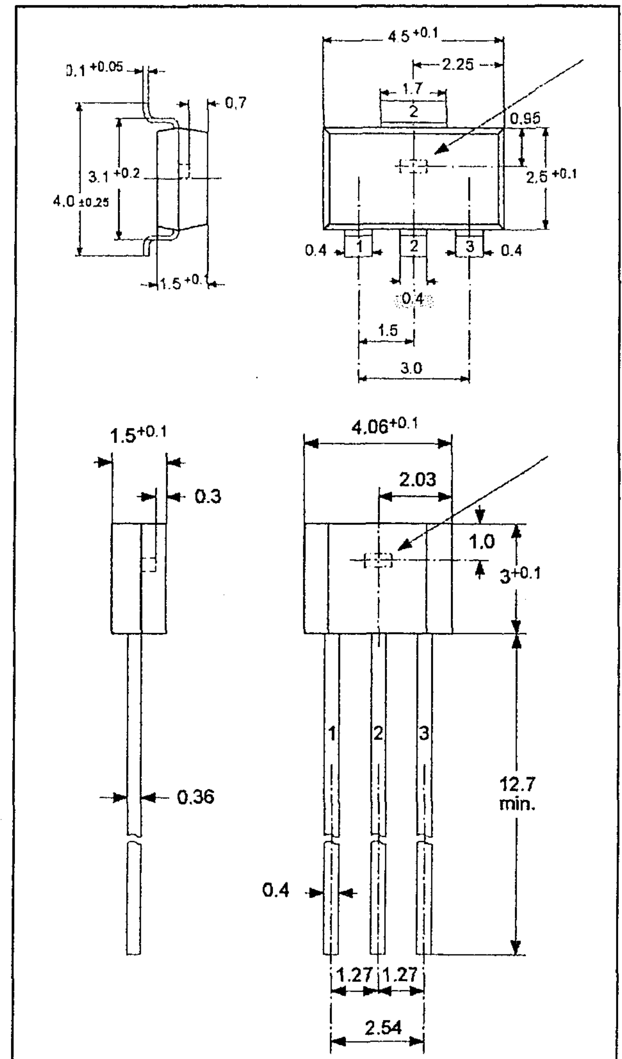
schakelaar, open drain

Deze Hall-effect sensor genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een ***gepoold*** magnetisch veld. Wordt de opdrukkant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en wordt de uitgang "H".

De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

Technische gegevens

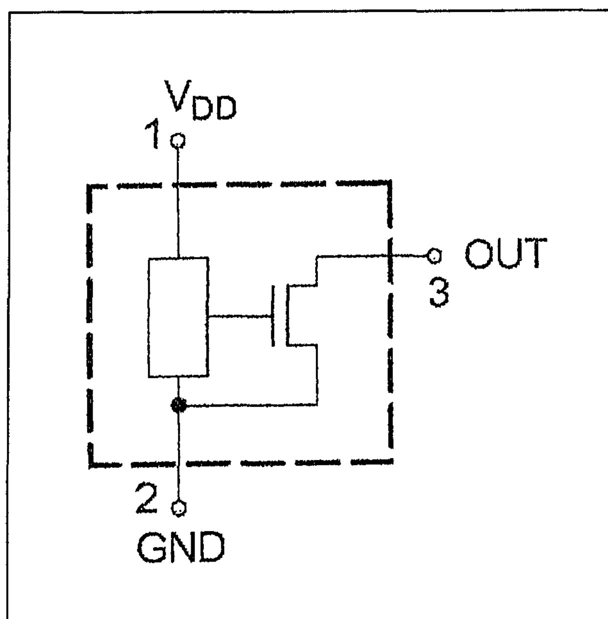
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-31
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-32
- intern blokschema: figuur 19/6.2-33
- voedingsspanning:
  +4,5 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  6,6 mA min.
  12 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  500 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  28 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  1 µA max.



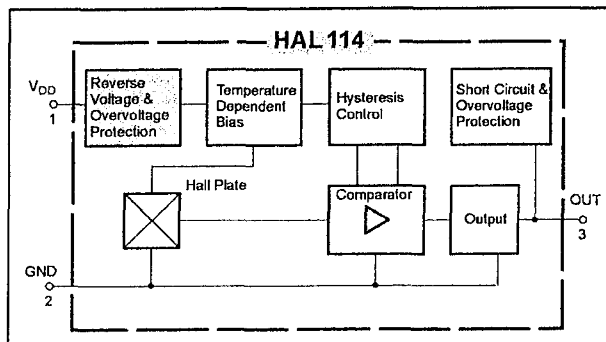
Figuur 19/6.2-31: Behuizingen van de HAL 114.

- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 7,0 mT
  B_{on} typ: 21,3 mT
  B_{on} max: 34,0 mT
  B_{of} min: 4,0 mT
  B typ: 17,8 mT
  B max: 31,3 mT
- enable-tijd:
  10 µs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  20 kHz max.

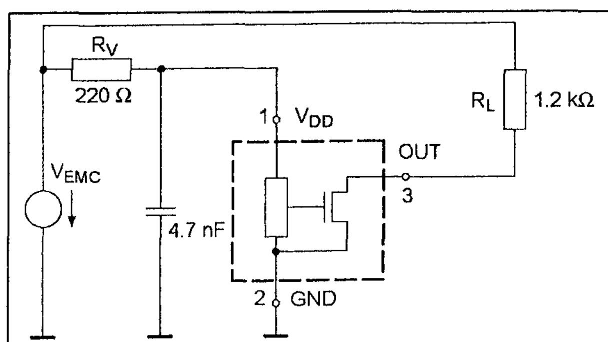
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-32: Aansluitgegevens van de HAL 114.



Figuur 19/6.2-33: Intern blokschema van de HAL 114.



Figuur 19/6.2-34: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 114.

Voorbeeld-schakeling
– figuur 19/6.2-34:
Standaard-schakeling rond de HAL 114. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

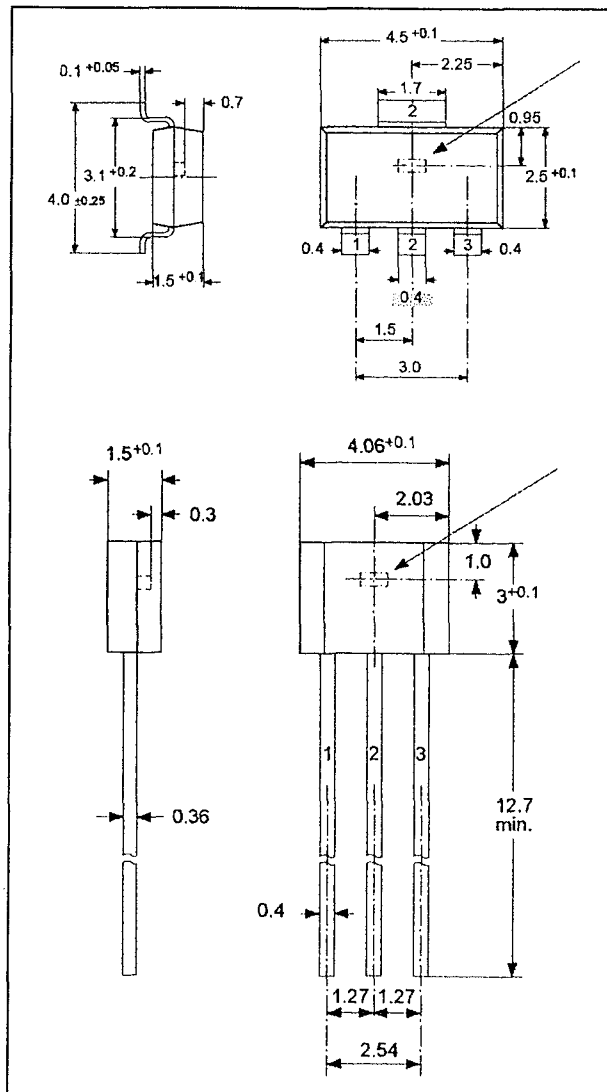
HAL 115

schakelaar, open drain

De HAL 115 genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een ***gepoold*** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en wordt de uitgang "H". De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

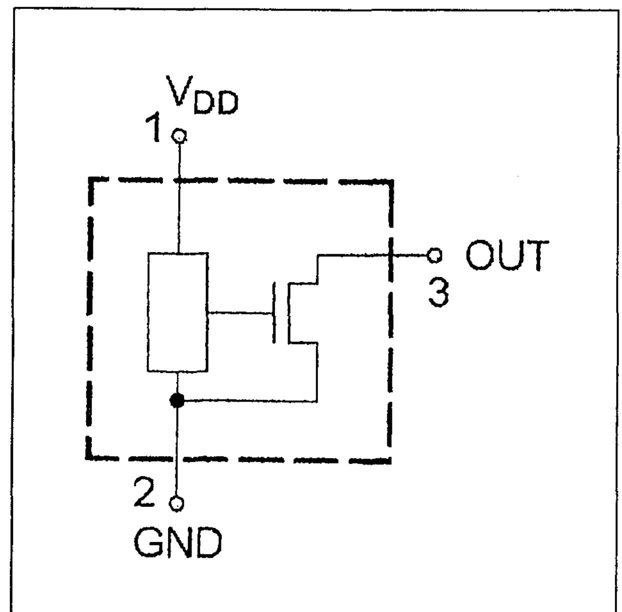
Technische gegevens
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-35
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-36
- intern blokschema: figuur 19/6.2-37
- *voedingsspanning:*
  +4,3 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  6,5 mA min.
  11 mA max.

6.2 Type-beschrijving

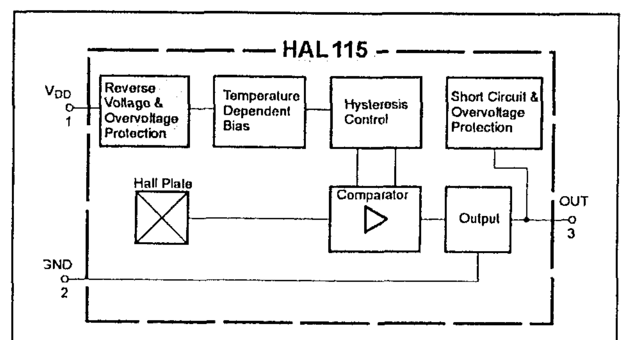


Figuur 19/6.2-35: Behuizingen van de HAL 115.

- uitgangsspanning "L":
  500 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  28 V max.
- uitgangsstroom:
  20 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  1 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: -10,7 mT
  B_{on} typ: 1,2 mT
  B_{on} max: 12,5 mT
  B_{off} min: -12,5 mT
  B typ: -1,2 mT
  B max: 10,7 mT
- enable-tijd:
  50 μs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  20 kHz max.



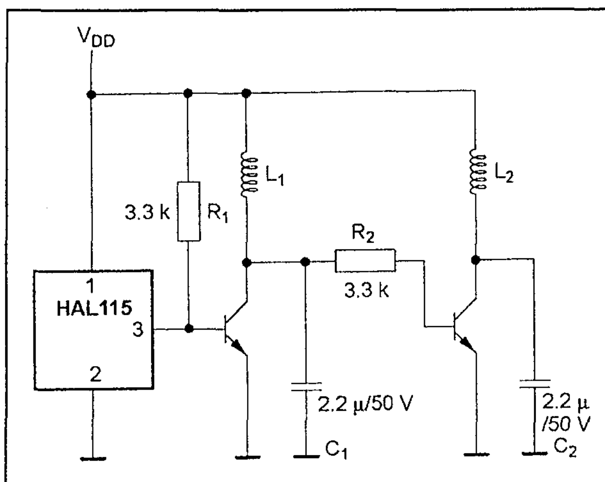
Figuur 19/6.2-36: Aansluitgegevens van de HAL 115.



Figuur 19/6.2-37: Intern blokschema van de HAL 115.

6.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling
– figuur 19/6.2-38:
Standaard-schakeling rond de HAL 115. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen, bestaande uit een weerstand van 220 Ω en een condensator naar de massa van 4,7 nF. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-38: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 115.

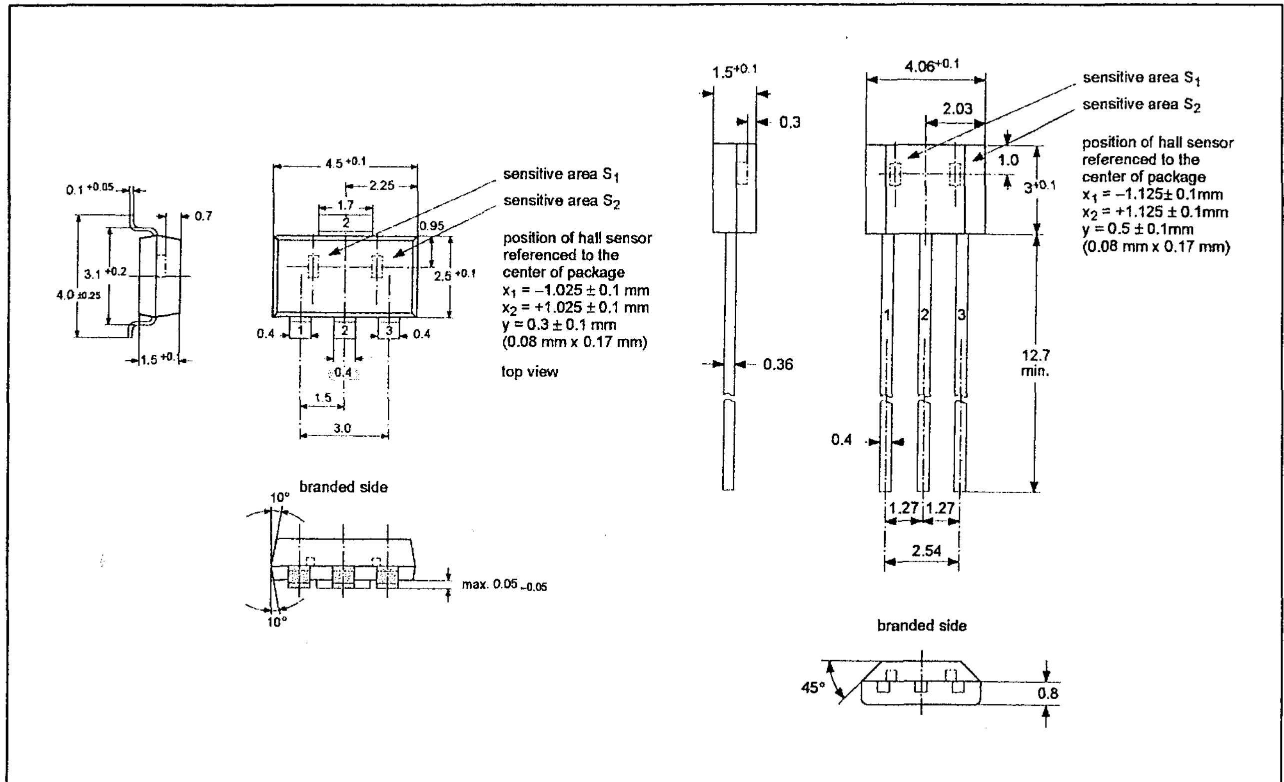
HAL 300

differentiële schakelaar, open drain

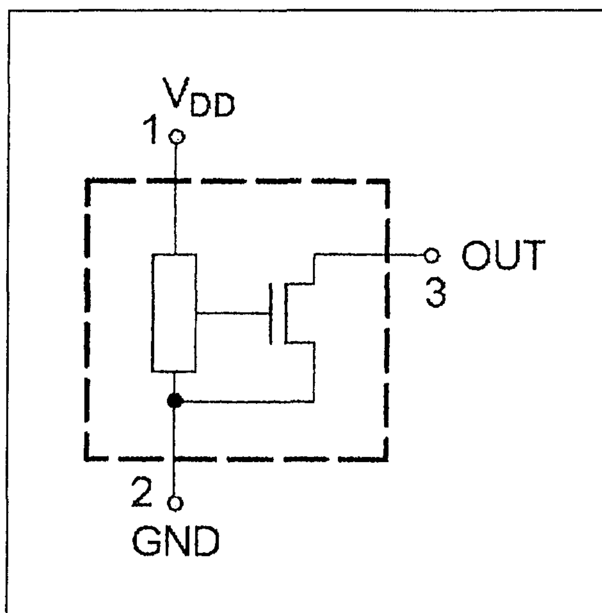
De HAL 300 bevat twee Hall-generatoren die 2,05 mm van elkaar staan. Deze leveren een spanning, die lineair toeneemt men de flux waaraan de generatoren worden blootgesteld. De schakeling berekent de verschilspanning tussen beide sensoruitgangen en vergelijkt dit verschil in een comparator met een bepaalde drempel. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd en als het verschil tussen de door de twee sensoren gegenereerde spanningen groter wordt dan de drempel.
De Hall-sensoren worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.
De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Het verschil tussen beide sensor-spanningen wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

Technische gegevens
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-39
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-40
- intern blokschema: figuur 19/6.2-41
- timing-diagram: figuur 19/6.2-42
- voedingsspanning:
  +4,5 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  4,0 mA min.
  7,5 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  28 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 µA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 0,2 mT
  B_{on} typ: 1,0 mT
  B_{on} max: 1,7 mT
  B_{off} min: -1,7 mT
  B typ: -0,75 mT
  B max: -0,2 mT

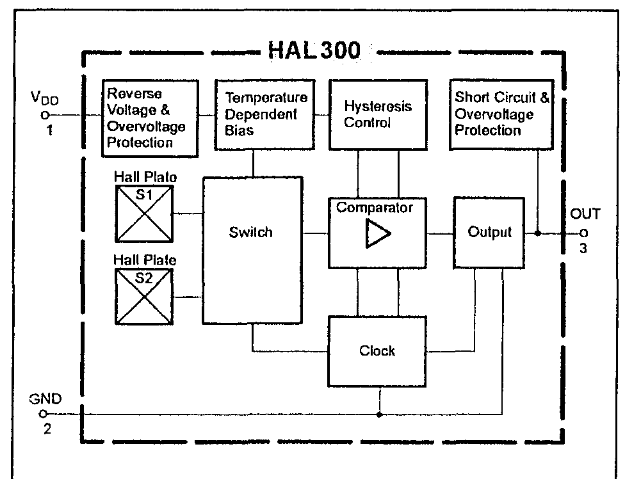
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-39: Behuizingen van de HAL 300.



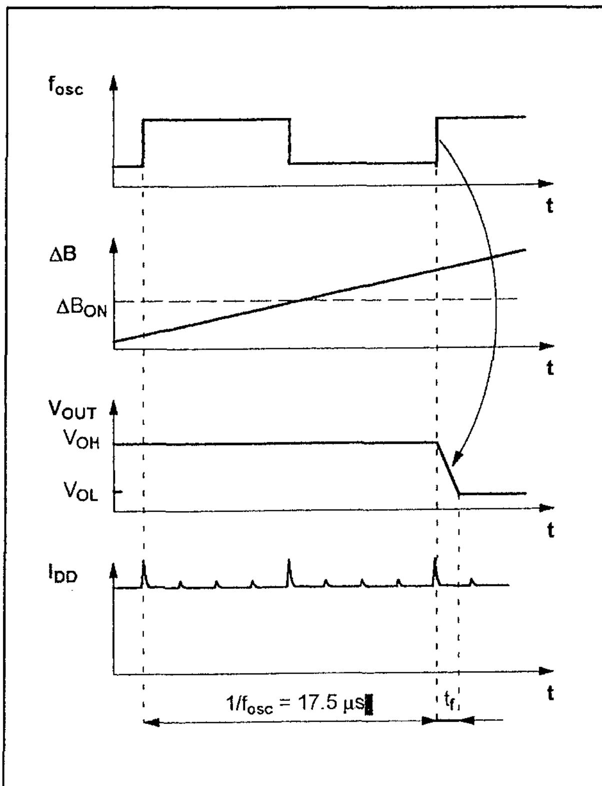
Figuur 19/6.2-40: Aansluitgegevens van de HAL 300.



Figuur 19/6.2-41: Intern blokschema van de HAL 300.

6.2 Type-beschrijving

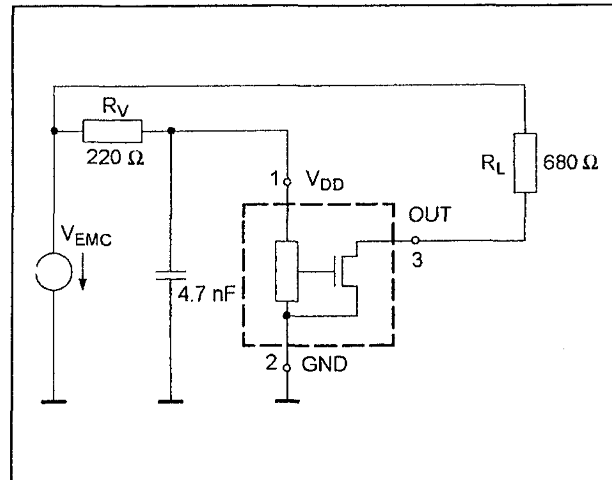
- enable-tijd:
  35 µs typisch
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  47 kHz min.
  78 kHz max.



Figuur 19/6.2-42: Het timing-diagram van de HAL 300.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-43:
Standaard-schakeling rond de HAL 300. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-43: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 300.

HAL 400

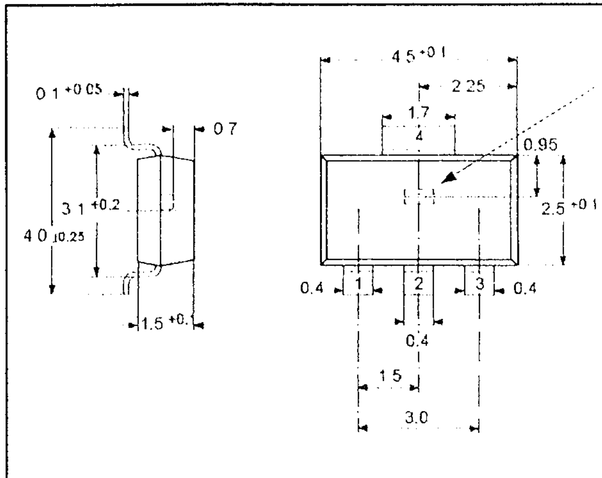
differentiële proportionele uitgang

De HAL 400 levert op twee uitgangen een verschilspanning, waarvan de waarde recht evenredig is met de grootte van de magnetische flux die op de Hall-sensor invalt. Vanwege de ingebouwde offset-compensatie volgens de geschakelde techniek, leveren de uitgangen echter géén mooie gelijkspanningen af, maar gemiddelde waarden waarop vierkantspanningen gesuperponeerd zijn. De periode van deze spanningen bedraagt ongeveer 6,7 µs. Deze vierkantspanningen zijn echter in tegenfase en zijn dus gemakkelijk weg te filteren. Bovendien staat op de twee uitgangen een common-mode spanning van ongeveer +2,2 V.

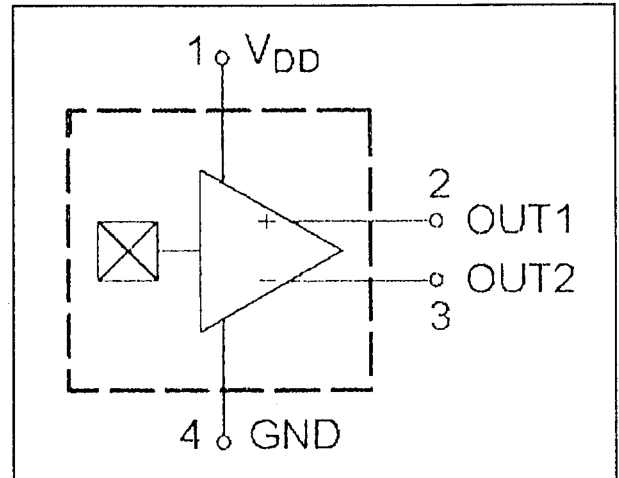
Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-44
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-45
- intern blokschema: figuur 19/6.2-46
- voedingsspanning:
  +4,3 V min.
  +12 V max.
- voedingsstroom:
  11,8 mA min.
  17,1 mA max.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-44: Behuizingen van de HAL 400.

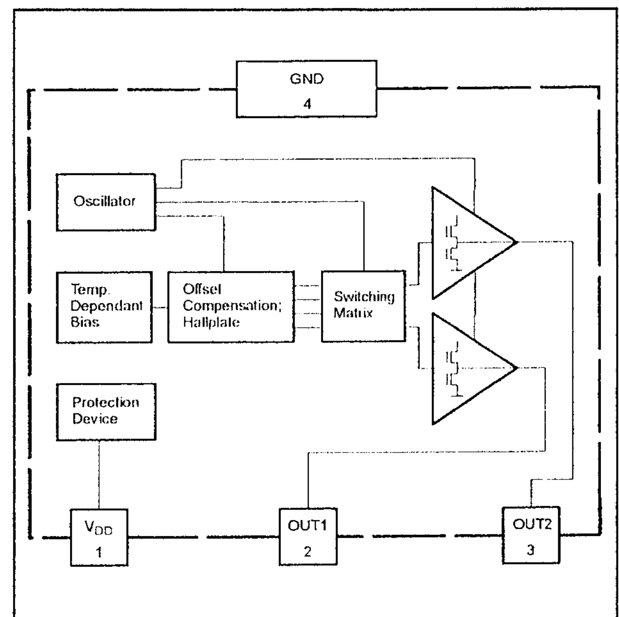


Figuur 19/6.2-45: Aansluitgegeven van de HAL 400.

- **uitgang:**
  - common mode spanning: 2,2 V typisch
  - CMRR: +/-2 mV/V max.
  - gevoeligheid: 42,5 mV/mT typisch
  - max. spanning: 0,8 V_{ttt}
  - niet-lineariteit: 1 % max.
  - restsignaal: 147 kHz typisch
  - uitgangsstroom:
    1, 0 mA aanbevolen
    5 mA max.
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω max.
  - cap. belasting: 1 nF max.
- **algemeen:**
  - magnetische offset: +/-1,25 mT max.
  - magnetische ruis: 10 µT typisch
  - flikkerfrequentie: 10 Hz typisch
  - bandbreedte: 10 kHz typisch
  - chopperfrequentie: 147 kHz typisch

Offset-compensatie

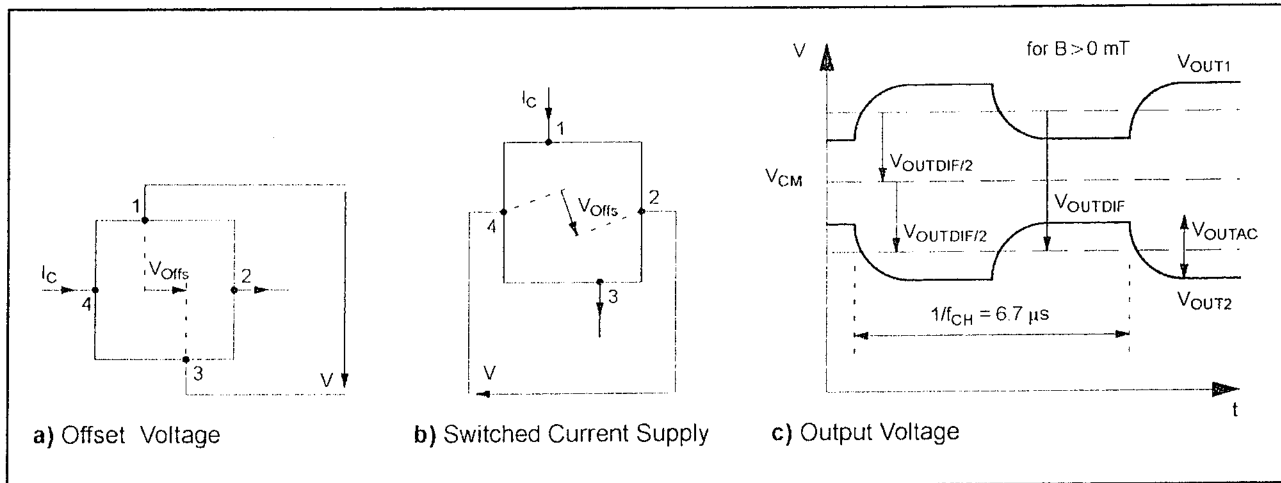
Het systeem van de offset-compensatie wordt verklaard aan de hand van figuur 19/6.2-47. De Hall-offsetspanning is een risidu, die over de Hall-generator ontstaat bij afwezigheid van een magnetisch veld. De voornaamste oorzaak is mechanische spanning in de chip.
Het compenseren van deze offset gebeurt door het cyclisch omschakelen van de vier aansluitingen van de sensor.



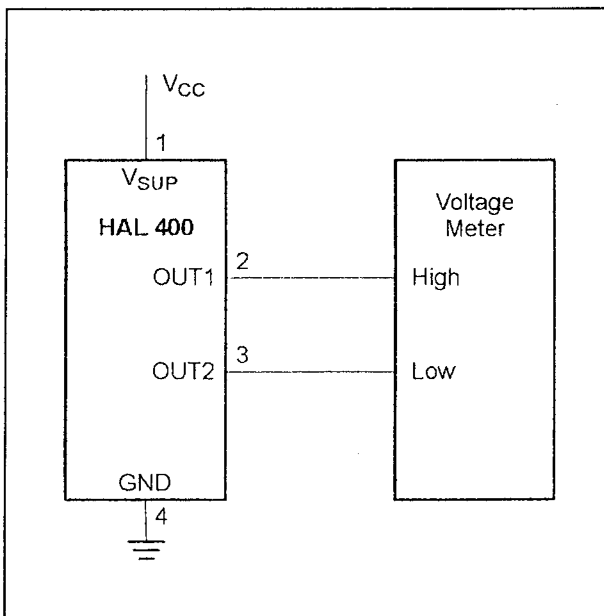
Figuur 19/6.2-46: Intern blokschema van de HAL 400.

- eerste cyclus:
  De Hall-stroom vloeit tussen de aansluitpunten 4 en 2 van de Hall-generator. Tussen de aansluitingen 1 en 3 ontstaat de Hall-offset $+V_{offs}$. Wordt een magnetisch veld aangelegd, dan ontstaat over de generator een spanning V_{13}, die de som is van de Hall-offset V_{offs} en de eigenlijke meetspanning V_H.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-47: Het compenseren van de offset-spanning.



Figuur 19/6.2-48: Het digitaal meten van de uitgangsspanning van de HAL 400.

- tweede cyclus:
  De stroom wordt omgeschakeld, zodat deze nu tussen de aansluitingen 1 en 3 vloeit. Er ontstaat nu een offsetspanning $-V_{offs}$. Bij de aanwezigheid van een magnetisch veld zal de Hall-generator een spanning V_{24} leveren gelijk aan de som van de offset $-V_{offs}$ en de eigenlijke meetspanning V_H.

- Conclusie:
  $V_{13} = V_H + V_{offs}$
  en
  $V_{24} = V_H - V_{offs}$
  Het gemiddeld verschil V_{OUTDIF} dat op de uitgang van de sensor ontstaat is recht evenredig met de echte Hall-spanning en de offset is gecompenseerd.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/6.2-48:

Het meten van de flux-densiteit met behulp van een digitaal meetmodule. De twee uitgangen van de HAL 400 worden aangesloten op de differentiële ingangen van de module.
De normale integrerende eigenschappen van de module volstaan voor het filteren van het uitgangssignaal.

- figuur 19/6.2-49:

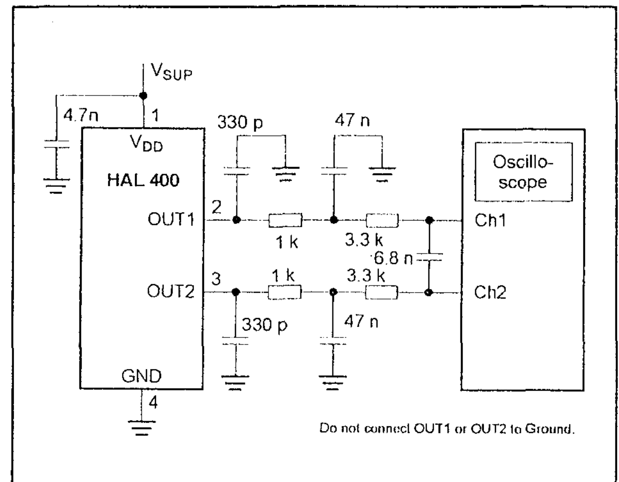
Het meten van de magnetische flux door middel van een oscilloscoop. De condensatoren van 4,7 nF en 330 pF worden aanbevolen voor het onderdrukken van elektromagnetische stoorsignalen.

- figuur 19/6.2-50:

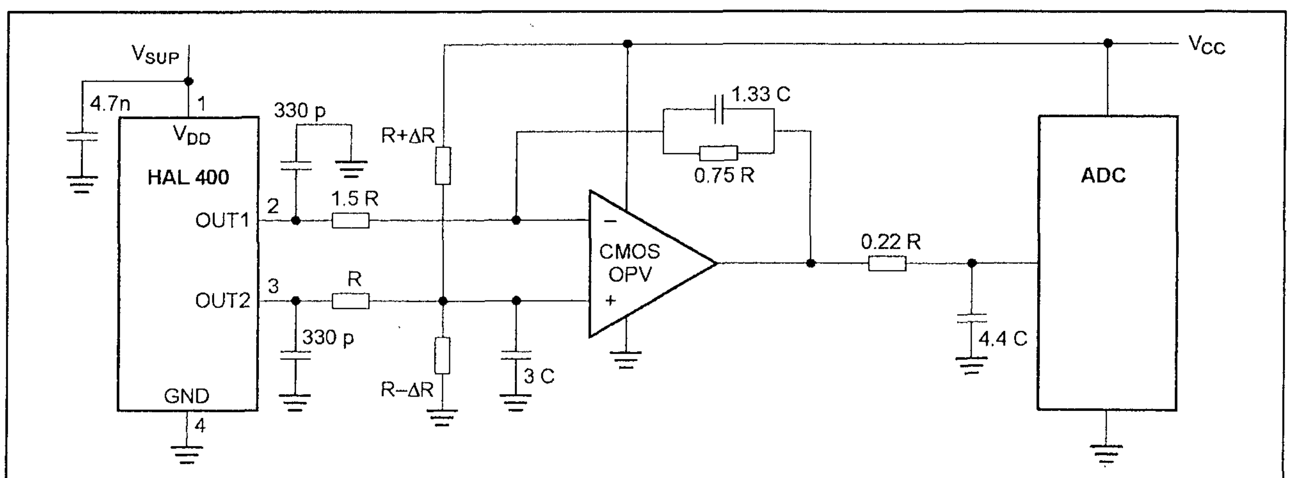
Het omzetten van de differentiële uitgangsspanning van de HAL 400 is een single-ended signaalspanning. De weerstand ΔR is toegevoegd voor het compenseren van de offset van de verschilversterker. De -3 dB

6.2 Type-beschrijving

bandbreedte van deze schakeling bedraagt 1,3 kHz.
– figuur 19/6.2-51:
Ook deze schakeling zet de differentiële uitgangsspanning van de HAL 400 om in een single-ended spanning. De bandbreedte van deze schakeling bedraagt echter 14,7 kHz.

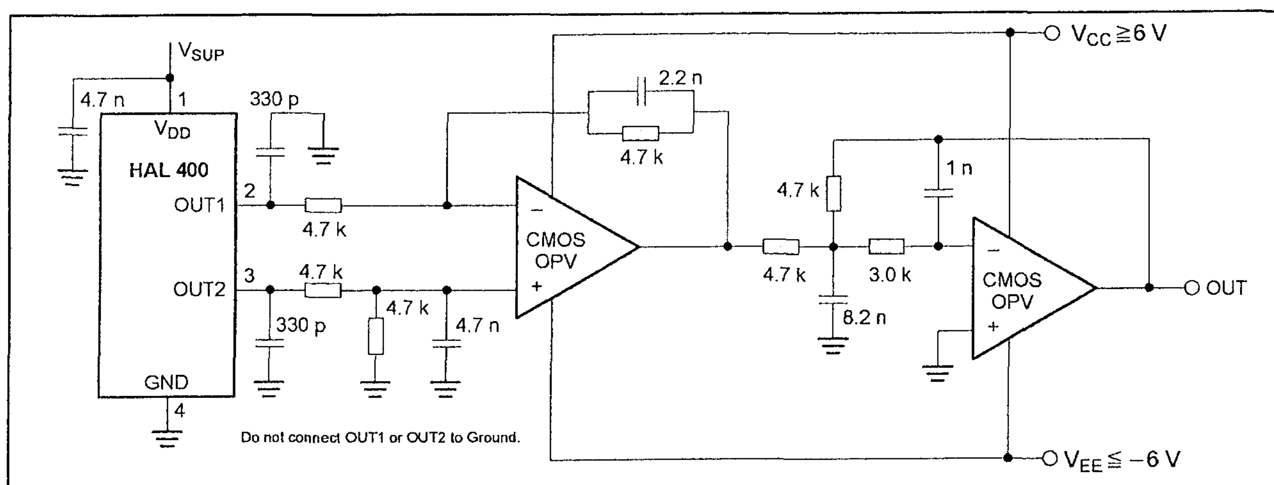


Figuur 19/6.2-49: Het meten van de uitgangsspanning van de HAL 400 op een oscilloscoop.



Figuur 19/6.2-50: Het omzetten van de differentiële uitgangsspanning van de HAL 400 in een single-ended spanning, schema met beperkte bandbreedte.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-51: Het omzetten van de differentiële uitgangsspanning van de HAL 400 in een single-ended spanning, schema met uitgebreide bandbreedte.

HAL 501

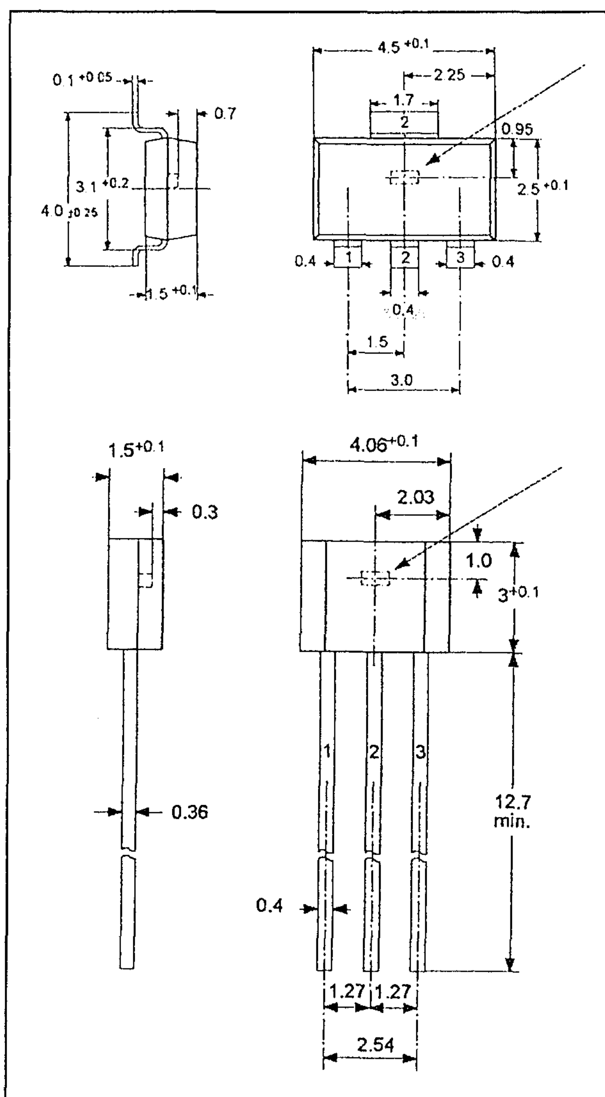
schakelaar, open drain

De HAL 501 bevat een Hall-generator, waarvan de offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-52
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-53
- intern blokschema: figuur 19/6.2-54
- timing-diagram: figuur 19/6.2-55
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: -0,35 mT
  B_{on} typ: 0,63 mT
  B_{on} max: 2,25 mT
  B_{off} min: -2,25 mT
  B typ: -0,63 mT
  B max: 0,35 mT

6.2 Type-beschrijving



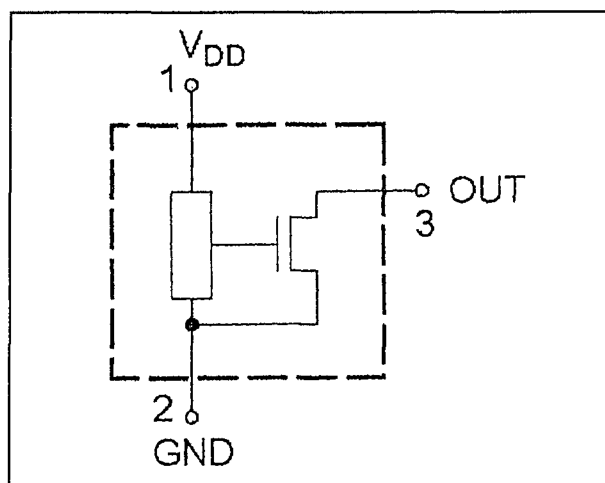
Figuur 19/6.2-52: Behuizingen van de HAL 501.

- magnetische offset:
  -1,3 mT min.
  0 mT typisch
  1,3 mT max.
- enable-tijd:
  30 µs typisch
  70 µs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

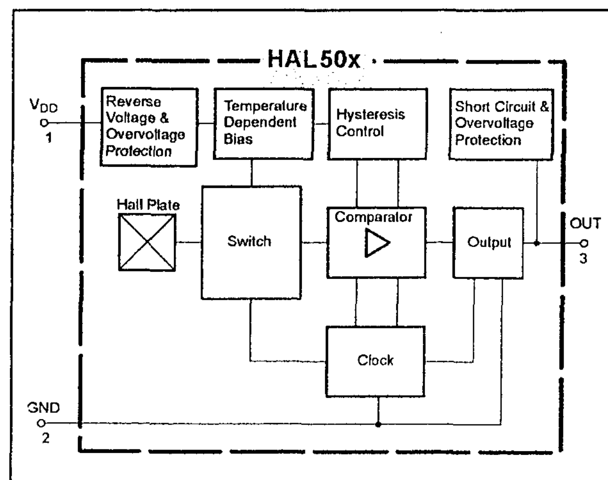
Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/6.2-56:

Standaard-schakeling rond de HAL 501. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

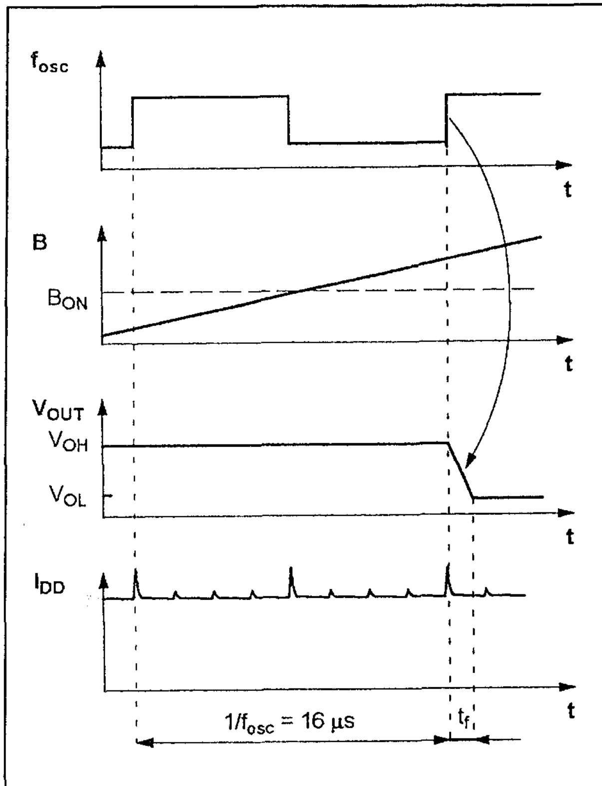


Figuur 19/6.2-53: Aansluitgegevens van de HAL 501.

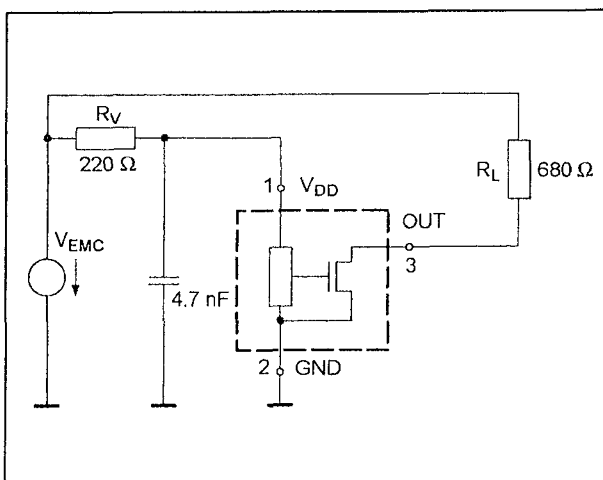


Figuur 19/6.2-54: Intern blokschema van de HAL 501.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-55: Het timing-diagram van de HAL 501.



Figuur 19/6.2-56: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 501.

HAL 502

schakelaar met latch, open drain

De HAL 502 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Deze toestand blijft echter gelatched, het verwijderen van het magnetisch veld heeft geen invloed op de uitgangssituatie!

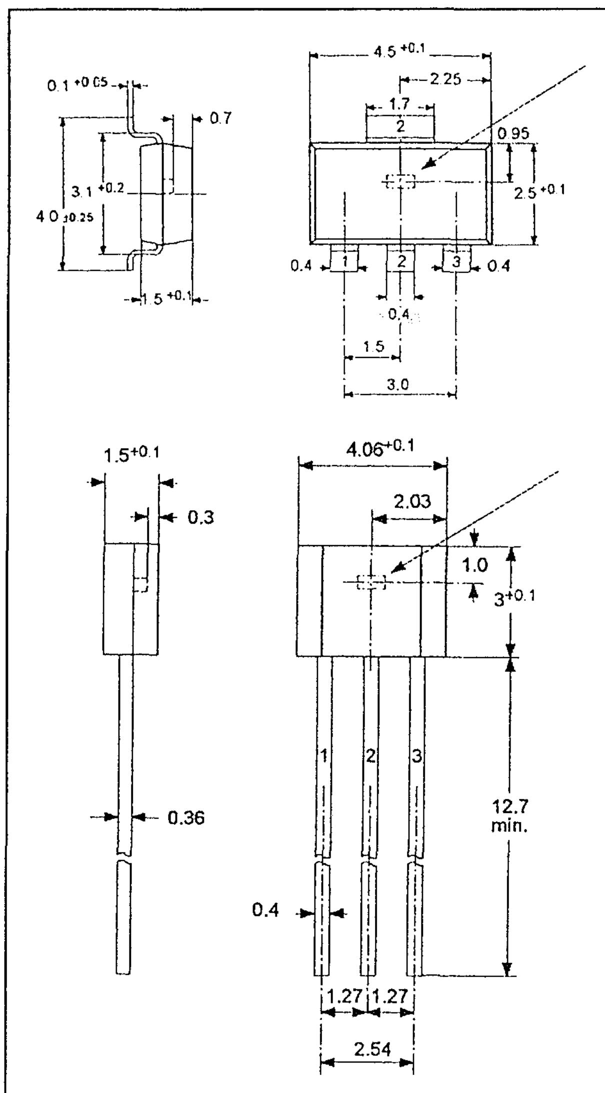
De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Op het einde van de eerste fase wordt de door de Hall-generator afgeleverde spanning gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. De gemiddelde waarde van beide metingen wordt aan de comparator gelegd en vergeleken met de interne drempel.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-57
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-58
- intern blokschema: figuur 19/6.2-59
- timing-diagram: figuur 19/6.2-60
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.

6.2 Type-beschrijving

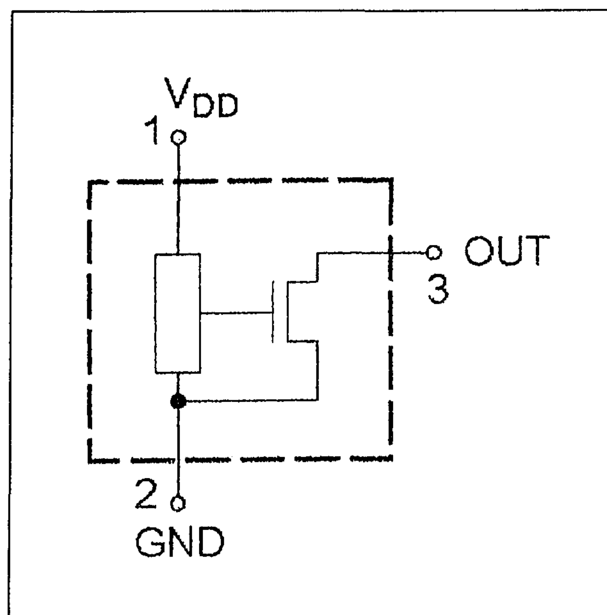


Figuur 19/6.2-57: Behuizingen van de HAL 502.

- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 1,00 mT
  B_{on} typ: 2,75 mT
  B_{on} max: 4,5 mT
- magnetische offset:
  -1,5 mT min.
  0 mT typisch
  1,5 mT max.
- enable-tijd:
  30 μs typisch
  70 μs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

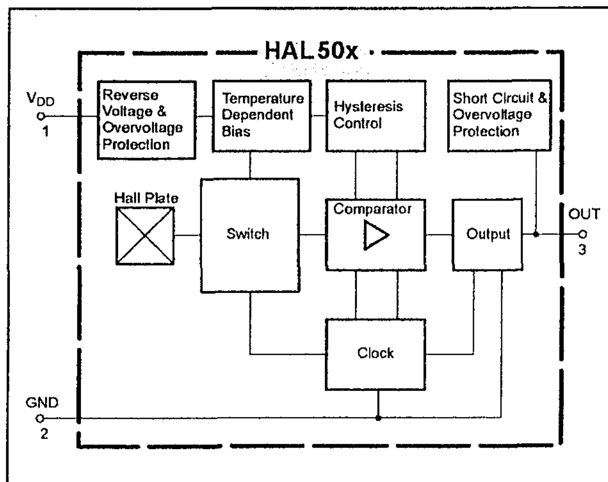
Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-61:
Standaard-schakeling rond de HAL 502. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

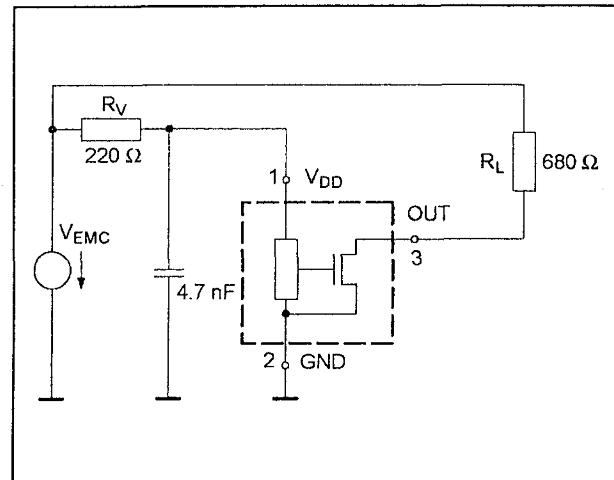


Figuur 19/6.2-58: Aansluitgegevens van de HAL 502.

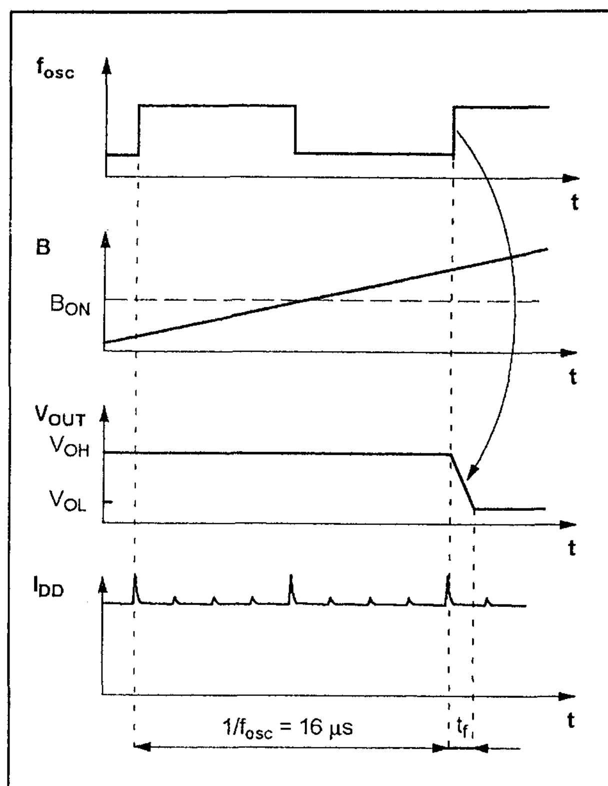
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-59: Intern blokschema van de HAL 502.



Figuur 19/6.2-61: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 501.



Figuur 19/6.2-60: Het timing-diagram van de HAL 502.

HAL 503

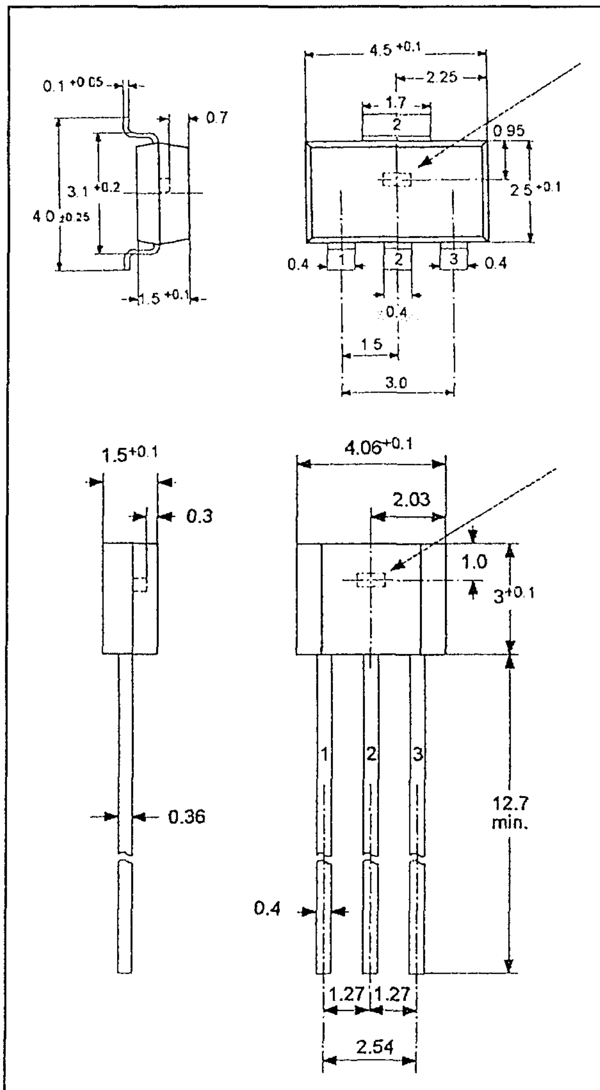
schakelaar met latch, open drain

De HAL 503 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Na het verwijderen van het magnetisch veld blijft de uitgang “L”, vanwege de interne latch-functie.

De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *“switched offset compensation”* wordt genoemd. De generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Na de eerste fase wordt de gegenereerde Hall-spanning gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

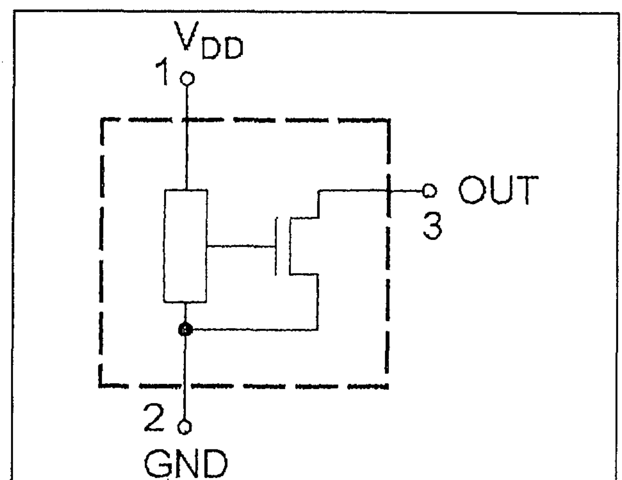
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-62: Behuizingen van de HAL 503.

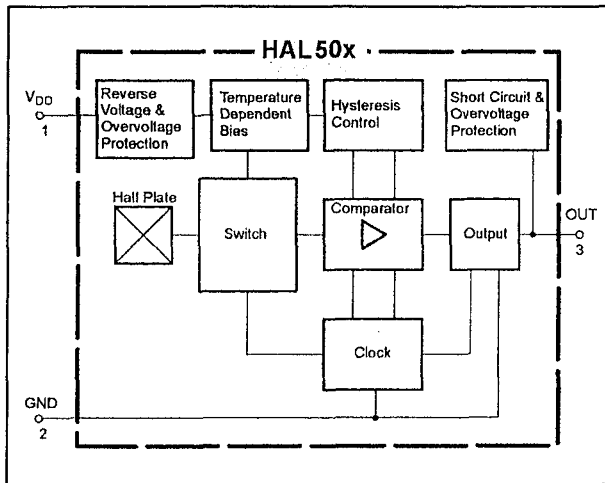
Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-62
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-63
- intern blokschema: figuur 19/6.2-64
- timing-diagram: figuur 19/6.2-65
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 6,0 mT
  B_{on} typ: 8,0 mT
  B_{on} max: 10,0 mT
- magnetische offset:
  -1,5 mT min.
  0 mT typisch
  1,5 mT max.
- enable-tijd:
  30 μs typisch
  70 μs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

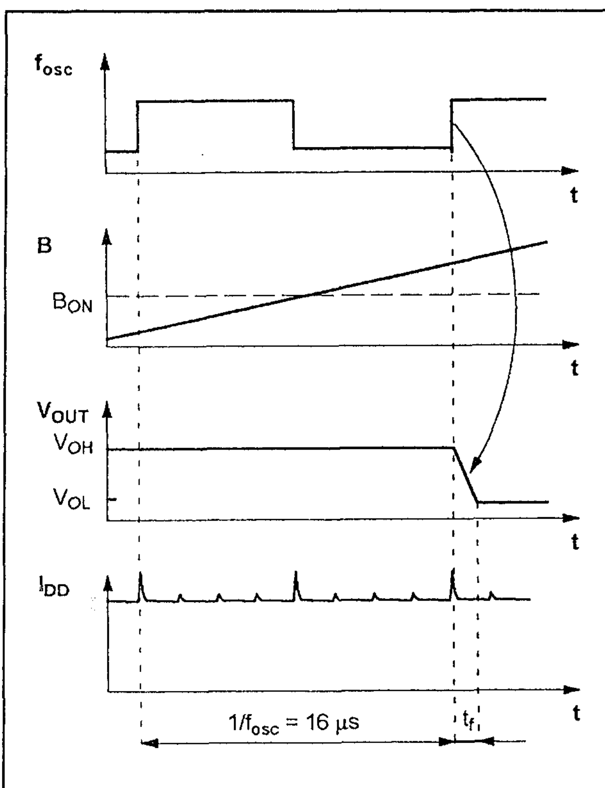


Figuur 19/6.2-63: Aansluitgegevens van de HAL 503.

6.2 Type-beschrijving



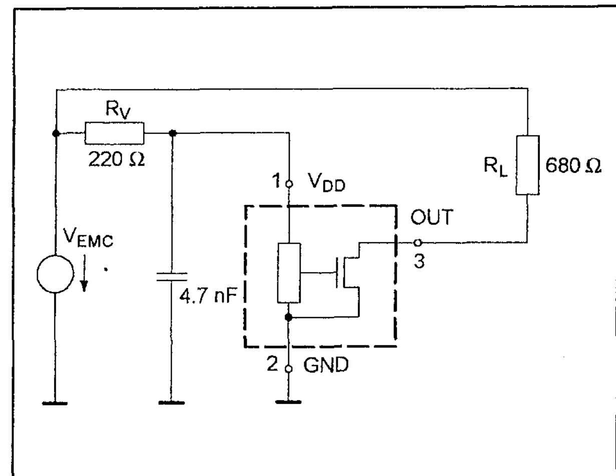
Figuur 19/6.2-64: Intern blokschema van de HAL 503.



Figuur 19/6.2-65: Het timing-diagram van de HAL 503.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-66:
Standaard-schakeling rond de HAL 503. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-66: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 503.

HAL 504

schakelaar, open drain

De HAL 504 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. De uitgang wordt "H" als de waarde van het magnetisch veld onder een bepaalde waarde valt.

De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

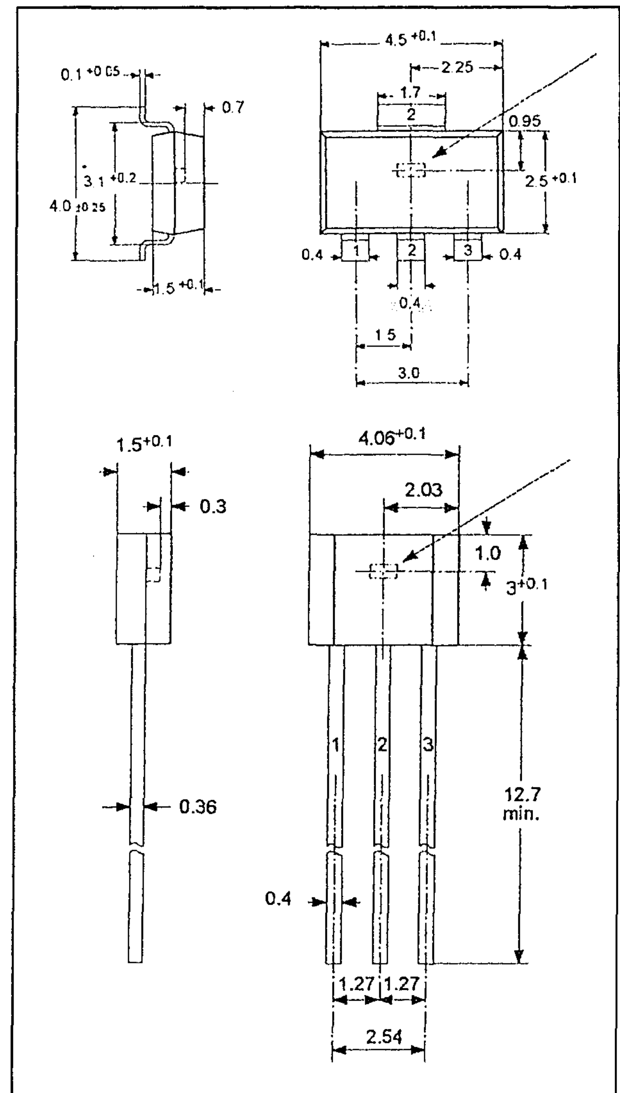
De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne

6.2 Type-beschrijving

generator levert twee geïnverteerde clocksignalen af. Na een fase wordt de gemeten spanning gesampled, na de tweede fase wordt de momentele spanning gemeten. Het verschil tussen beide sensor-spanningen wordt gemiddeld en aan de comparator aangeboden.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-67
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-68
- intern blokschema: figuur 19/6.2-69
- timing-diagram: figuur 19/6.2-70
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 µA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 9,5 mT
  B_{on} typ: 12,0 mT
  B_{on} max: 14,5 mT
  B_{off} min: 5,0 mT
  B typ: 7,0 mT
  B max: 9,0 mT
- magnetische offset:
  7,2 mT min.
  9,5 mT typisch
  11,8 mT max.
- enable-tijd:
  30 µs typisch
  70 µs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.



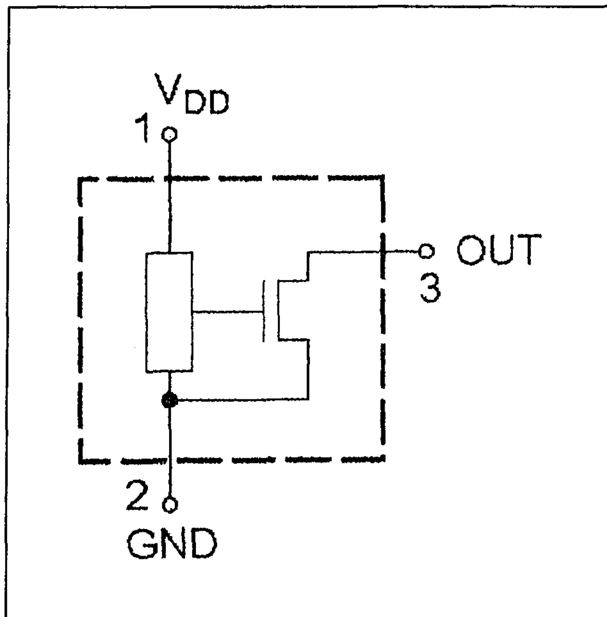
Figuur 19/6.2-67: Behuizingen van de HAL 504.

Voorbeeld-schakeling

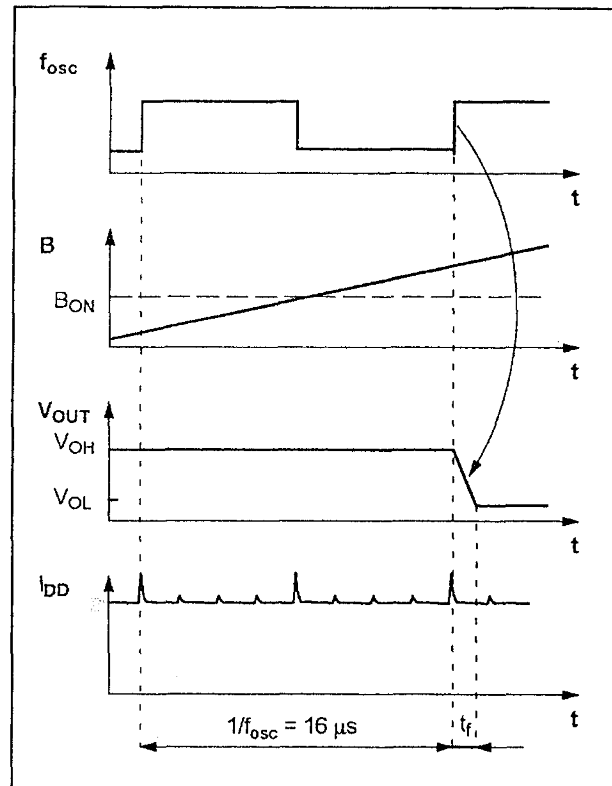
- figuur 19/6.2-71:

Standaard-schakeling rond de HAL 504. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

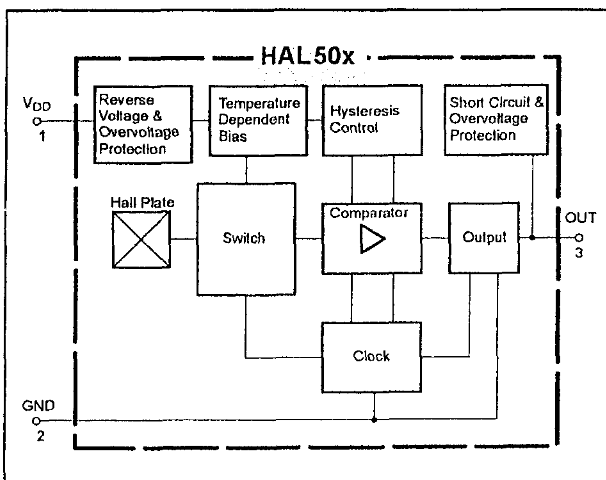
6.2 Type-beschrijving



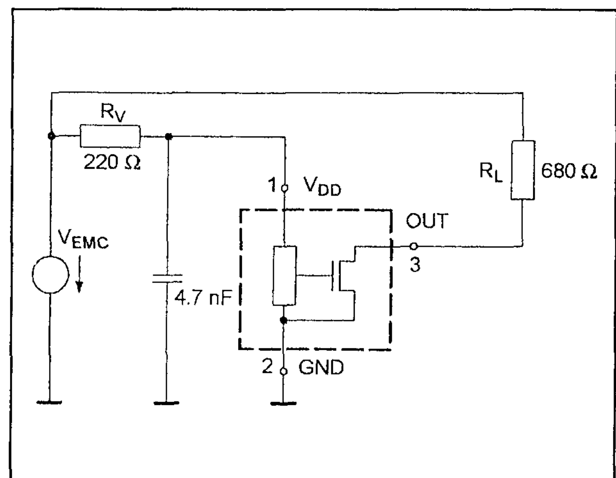
Figuur 19/6.2-68: Aansluitgegevens van de HAL 504.



Figuur 19/6.2-70: Het timing-diagram van de HAL 504.



Figuur 19/6.2-69: Intern blokschema van de HAL 504.



Figuur 19/6.2-71: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 504.

6.2 Type-beschrijving

HAL 505

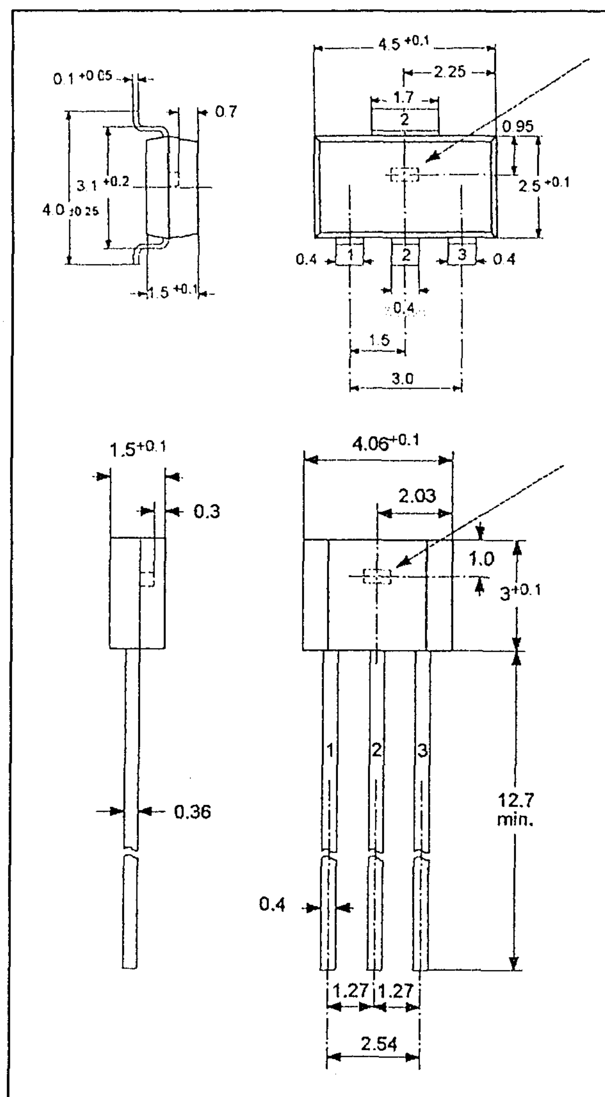
schakelaar met latch, open drain

De HAL 505 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Verwijdert men dit veld, dan zal de uitgang in deze toestand blijven vanwege de aanwezigheid van een interne latch.

De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn.

Het verschil tussen de sensor-spanningen na de eerste en de tweede fase van deze clock wordt in de comparator vergeleken met de interne drempel.



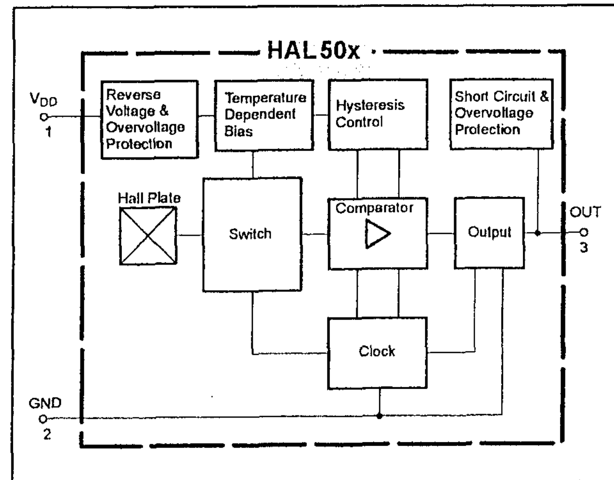
Figuur 19/6.2-72: Behuizingen van de HAL 505.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-72
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-73
- intern blokschema: figuur 19/6.2-74
- timing-diagram: figuur 19/6.2-75
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 11,0 mT
  B_{on} typ: 14,0 mT
  B_{on} max: 17,0 mT
- magnetische offset:
  -1,5 mT min.
  0 mT typisch
  1,5 mT max.
- enable-tijd:

6.2 Type-beschrijving

30 µs typisch
70 µs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

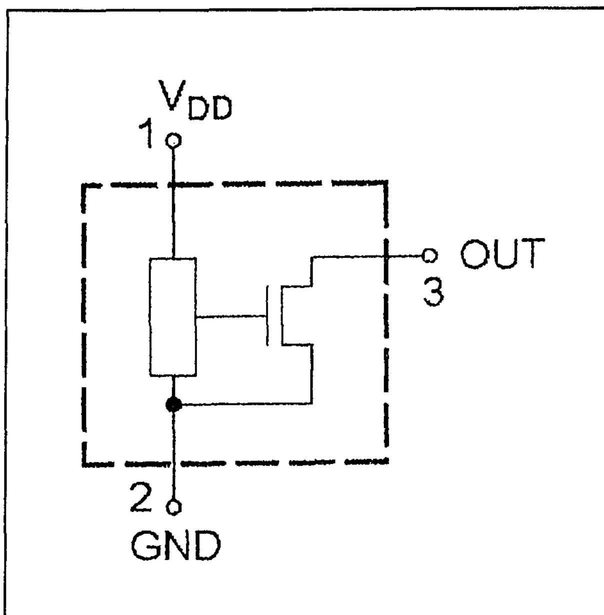


Figuur 19/6.2-74: Intern blokschema van de HAL 505.

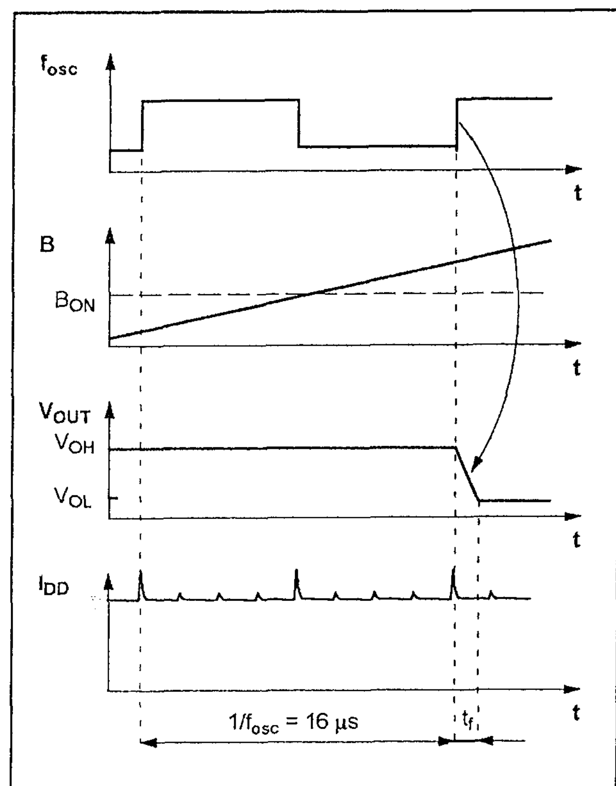
Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/6.2-76:

Standaard-schakeling rond de HAL 505. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

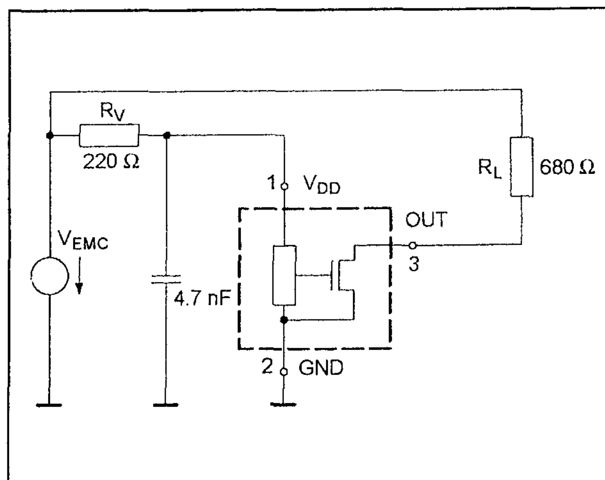


Figuur 19/6.2-73: Aansluitgegevens van de HAL 505.



Figuur 19/6.2-75: Het timing-diagram van de HAL 505.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-76: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 505.

HAL 506

schakelaar, open drain

De HAL 506 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Valt de waarde van het veld onder een bepaalde drempel, dan wordt de uitgangs-FET naar sper gestuurd en wordt de uitgang dus in feite tri-state of "H".

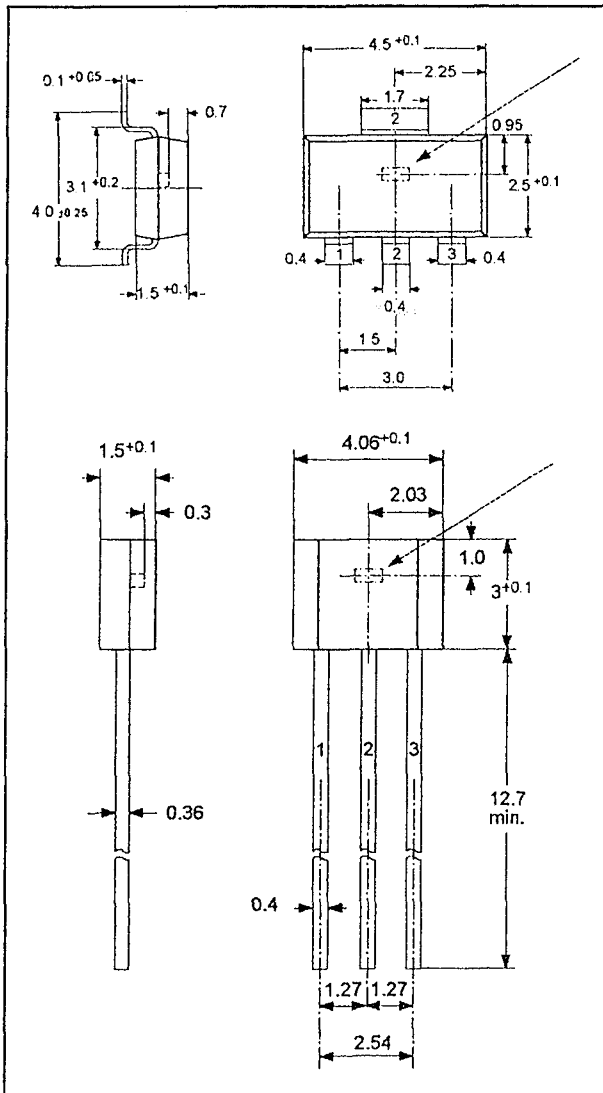
De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De uitgangsspanning van de sensor na de eerste fase wordt gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

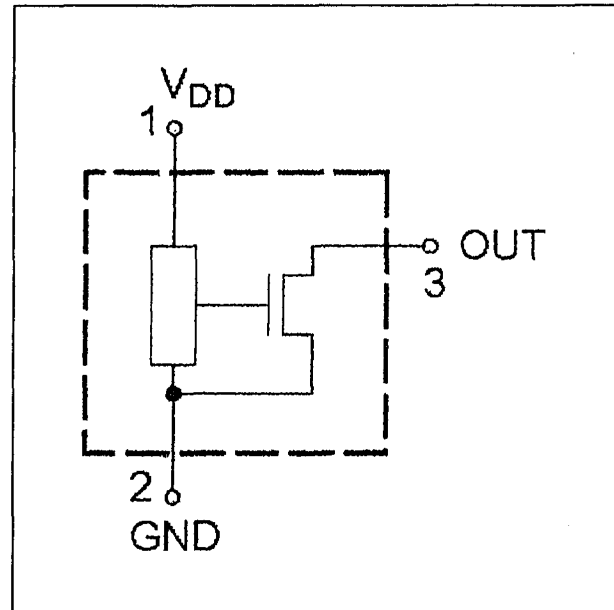
Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-77
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-78
- intern blokschema: figuur 19/6.2-79
- timing-diagram: figuur 19/6.2-80
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 3,8 mT
  B_{on} typ: 5,5 mT
  B_{on} max: 7,2 mT
  B_{off} min: 2,0 mT
  B typ: 3,5 mT
  B max: 5,0 mT
- magnetische offset:
  3,0 mT min.
  4,5 mT typisch
  6,2 mT max.
- enable-tijd:
  30 μs typisch
  70 μs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

6.2 Type-beschrijving



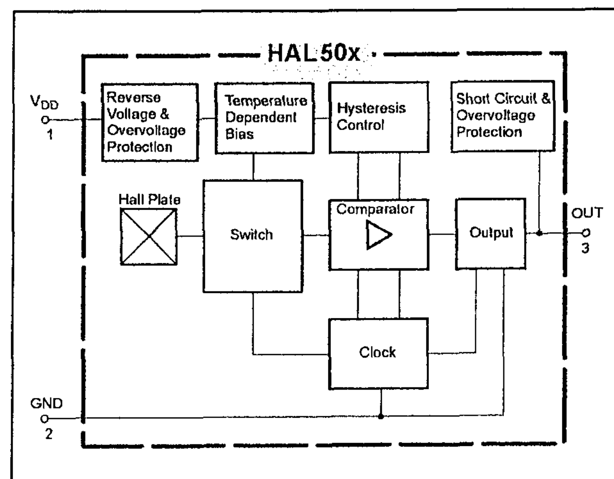
Figuur 19/6.2-77: Behuizingen van de HAL 506.



Figuur 19/6.2-78: Aansluitgegevens van de HAL 506.

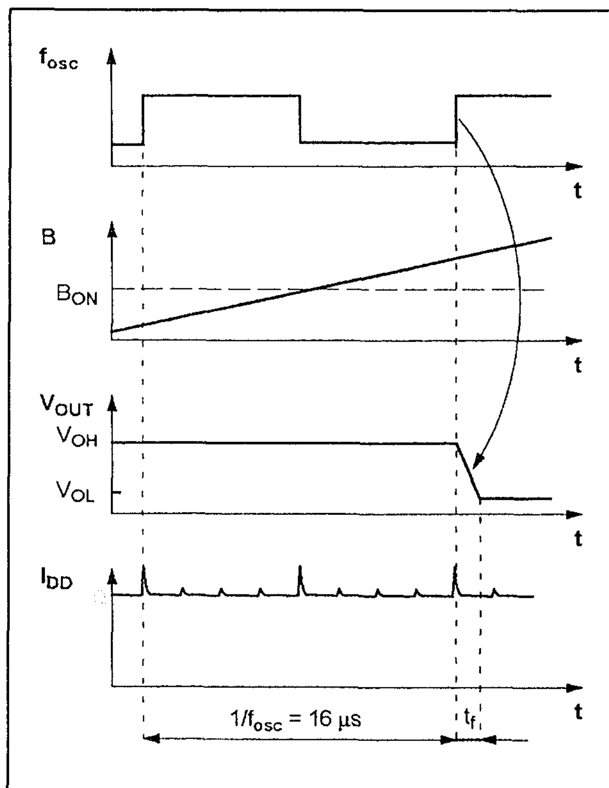
Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-81:
Standaard-schakeling rond de HAL 506. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

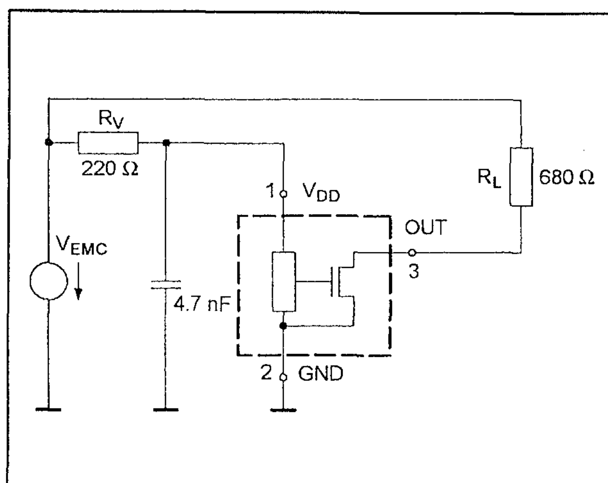


Figuur 19/6.2-79: Intern blokschema van de HAL 506.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-80: Het timing-diagram van de HAL 506.



Figuur 19/6.2-81: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 506.

HAL 508

schakelaar, open drain

De HAL 508 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Verwijdert men het magnetisch veld, dan gaat de uitgang naar "H" als deze via een serie-weerstand is aangesloten op een positieve spanning.

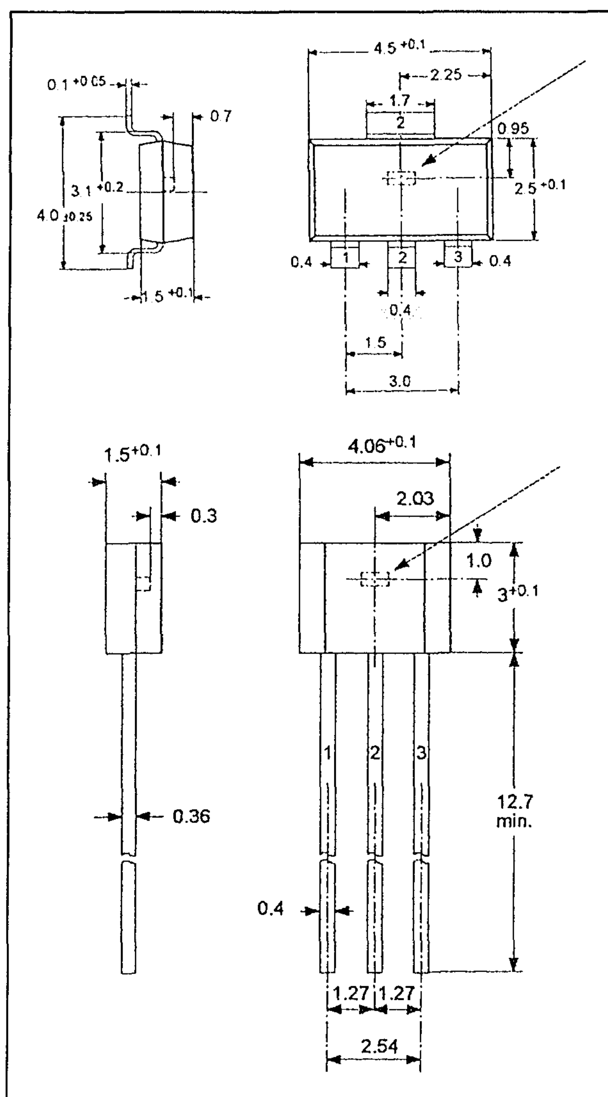
De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Het verschil tussen de uitgangsspanning van de sensor na de eerste en na de tweede fase wordt aan de comparator aangeboden.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-82
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-83
- intern blokschema: figuur 19/6.2-84
- timing-diagram: figuur 19/6.2-85
- voedingsspanning:
  +3,8 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  1,6 mA min.
  5,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-82: Behuizingen van de HAL 508.

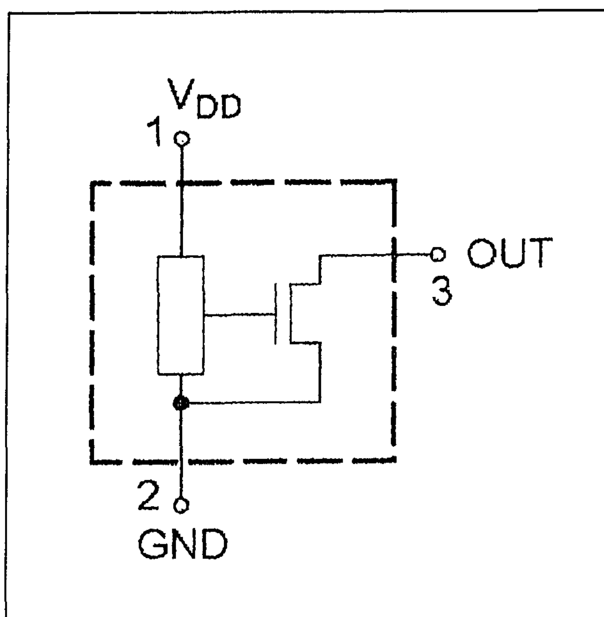
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 15,0 mT
  B_{on} typ: 18,0 mT
  B_{on} max: 20,7 mT
  B_{off} min: 13,5 mT
  B typ: 16,0 mT
  B max: 19,0 mT

- magnetische offset:
  14 mT min.
  17 mT typisch
  20 mT max.
- enable-tijd:
  30 μs typisch
  70 μs max.
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  52 kHz min.
  73 kHz max.

Voorbeeld-schakeling

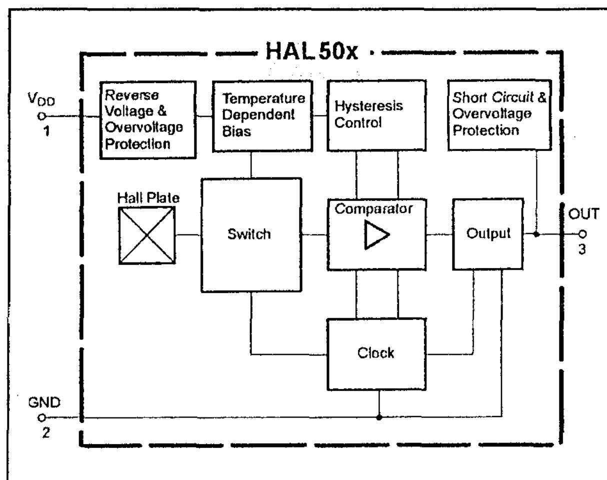
- figuur 19/6.2-86:

Standaard-schakeling rond de HAL 508. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

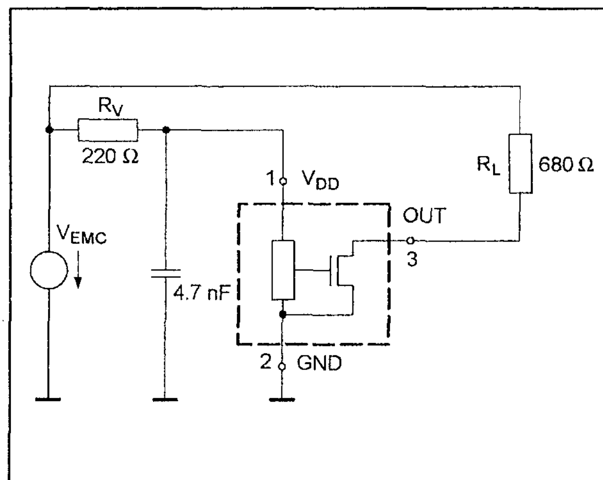


Figuur 19/6.2-83: Aansluitgegevens van de HAL 508.

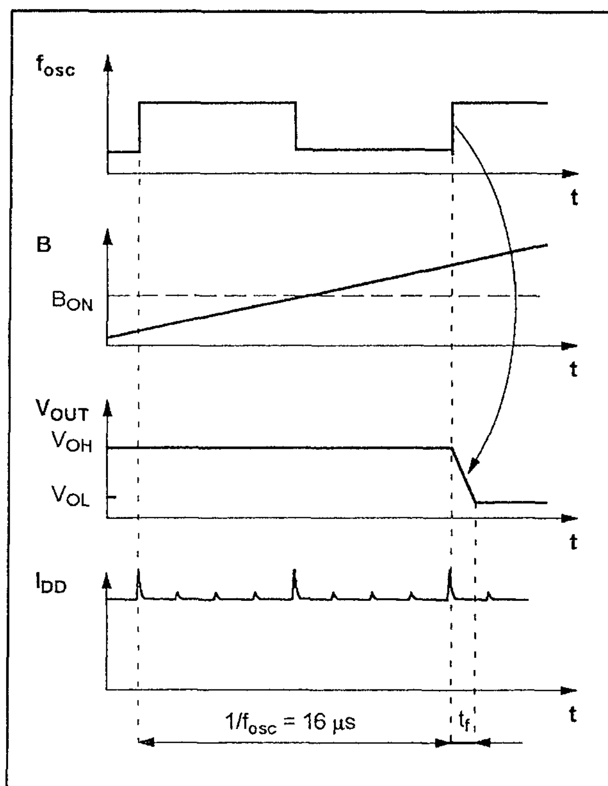
6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-84: Intern blokschema van de HAL 508.



Figuur 19/6.2-86: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 508.



Figuur 19/6.2-85: Het timing-diagram van de HAL 508.

HAL 556

stroomschakelaar, twee-draads

De HAL 556 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. Deze levert twee clock-signalen af.

De Hall-spanningen na de eerste en na de tweede fase worden gemiddeld en deze gemiddelde waarde wordt aan de interne comparator aangeboden. Op deze manier word de Hall-offset in belangrijke mate geminimaliseerd. In de comparator wordt de gemeten spanning vergeleken met een drempel. De uitgang van de comparator stuurt een interne stroombron. Meet de sensor een magnetische flux boven een bepaalde waarde, waarbij de zuidpool aan de kant van de opdruk van de behuizing moet zitten, dan wordt de stroombron ingesteld op een hoge waarde. In alle andere gevallen wordt de stroombron ingesteld op een kleine waarde. De HAL 556 heeft slechts twee aansluitingen en het is het grote verschil in opgenomen stroom dat bepaalt of de sensor “actief” dan wel “passief” is. De Hall-sensor worden gevoed door mid-

del van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender.

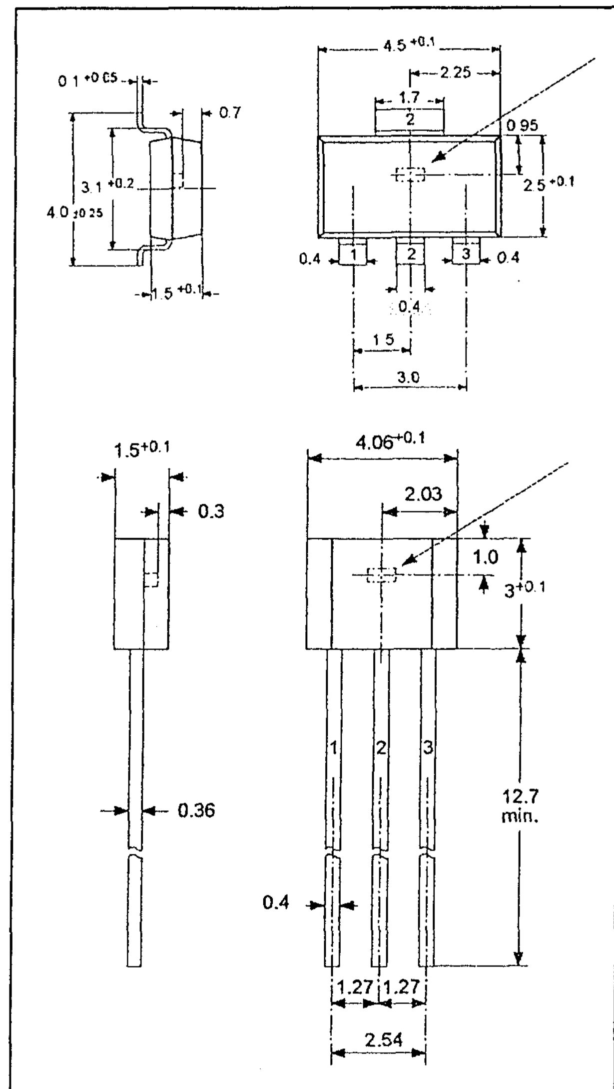
Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-87
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-88
- intern blokschema: figuur 19/6.2-89
- timing-diagram: figuur 19/6.2-90
- voedingsspanning:
  +4,0 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom "uit":
  1,9 mA min.
  3,5 mA typisch
  6,0 mA max.
- voedingsstroom "aan":
  12 mA min.
  15,5 mA typisch
  19 mA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 3,4 mT
  B_{on} typ: 5,5 mT
  B_{on} max: 7,2 mT
  B_{off} min: 2,0 mT
  B typ: 3,5 mT
  B max: 5,7 mT
- magnetische offset:
  3,0 mT min.
  4,5 mT typisch
  6,2 mT max.
- enable-tijd:
  20 µs typisch
  30 µs max.
- stijgtijd:
  1.600 ns max.
- daaltijd:
  1.600 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  75 kHz min.
  165 kHz max.

Voorbeeld-schakeling

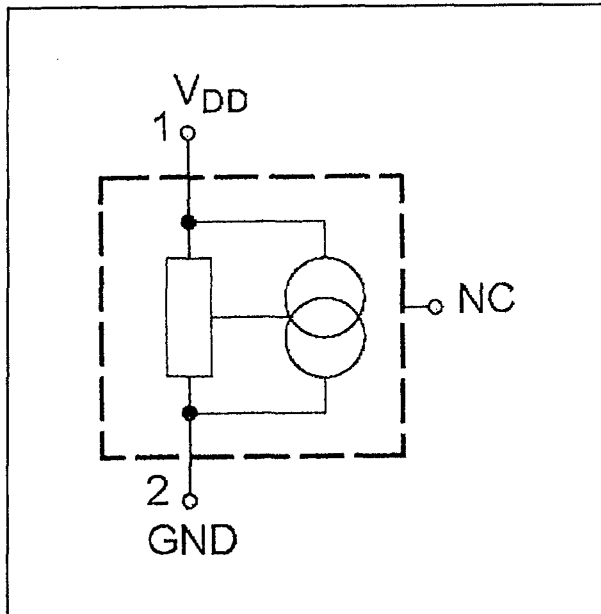
- figuur 19/6.2-91:

Standaard-schakeling rond de HAL 556. Aanbevolen wordt tussen de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) en de massa (pen 2) een condensator van 4,7 nF op te nemen. Gebruikt men de sensor in omgevingen die besmet zijn met veel elektromagnetische storing, dan moet men een 100 Ω weerstand in serie met de voeding opnemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

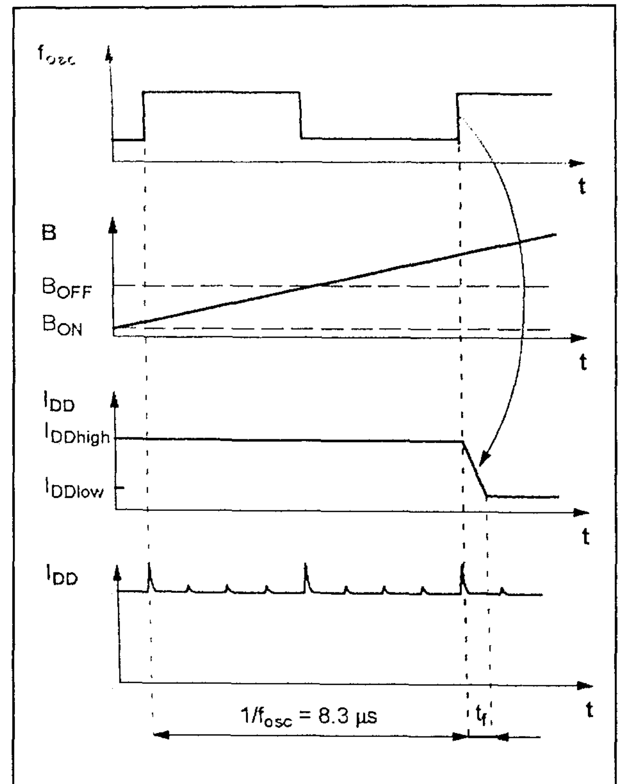


Figuur 19/6.2-87: Behuizingen van de HAL 556.

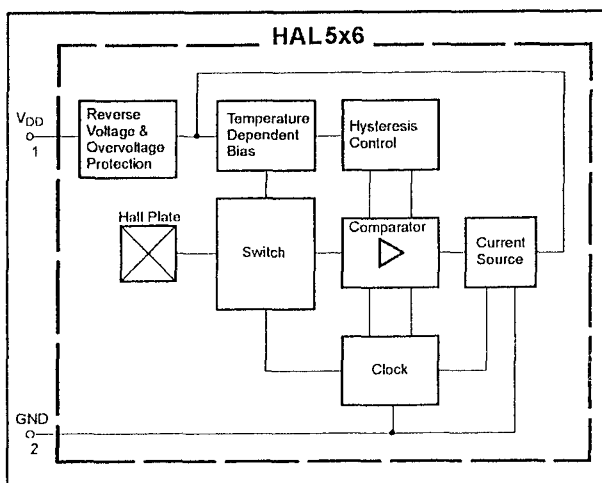
6.2 Type-beschrijving



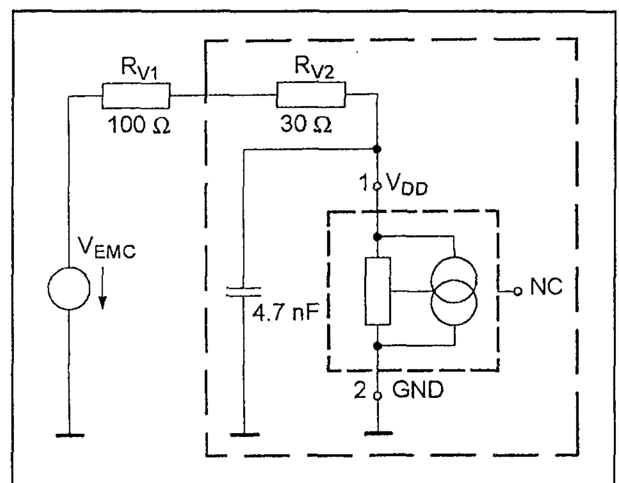
Figuur 19/6.2-88: Aansluitgegevens van de HAL 556.



Figuur 19/6.2-90: Het timing-diagram van de HAL 556.



Figuur 19/6.2-89: Intern blokschema van de HAL 556.



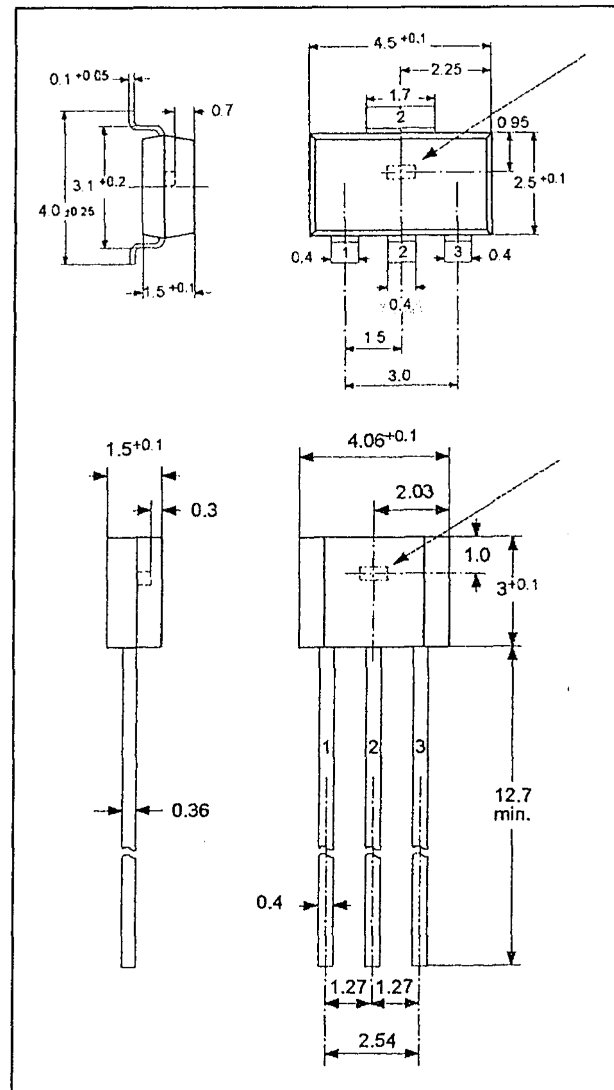
Figuur 19/6.2-91: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 556.

6.2 Type-beschrijving

HAL 566

stroomschakelaar, twee-draads

De HAL 566 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. Deze levert twee clock-signalen af. De Hall-spanningen na de eerste en na de tweede fase worden gemiddeld en deze gemiddelde waarde wordt aan de interne comparator aangeboden. Op deze manier word de Hall-offset in belangrijke mate geminimaliseerd. In de comparator wordt de gemeten spanning vergeleken met een drempel. De uitgang van de comparator stuurt een interne stroombron. Meet de sensor een magnetische flux boven een bepaalde waarde, waarbij de zuidpool aan de kant van de opdruk van de behuizing moet zitten, dan wordt de stroombron ingesteld op een lage waarde. In alle andere gevallen wordt de stroombron ingesteld op een hoge waarde. De HAL 566 heeft slechts twee aansluitingen en het is het grote verschil in opgenomen stroom dat bepaalt of de sensor "actief" dan wel "passief" is. De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender.



Figuur 19/6.2-92: Behuizingen van de HAL 566.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-92
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-93
- intern blokschema: figuur 19/6.2-94
- timing-diagram: figuur 19/6.2-95
- voedingsspanning:
  +4,0 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom "uit":
  1,9 mA min.
  3,5 mA typisch
  6,0 mA max.
- voedingsstroom "aan":
  12 mA min.
  15,5 mA typisch
  19 mA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 2,0 mT
  B_{on} typ: 3,5 mT
  B_{on} max: 5,7 mT
  B_{off} min: 3,4 mT
  B typ: 5,5 mT
  B max: 7,2 mT
- magnetische offset:
  3,0 mT min.
  4,5 mT typisch
  6,2 mT max.

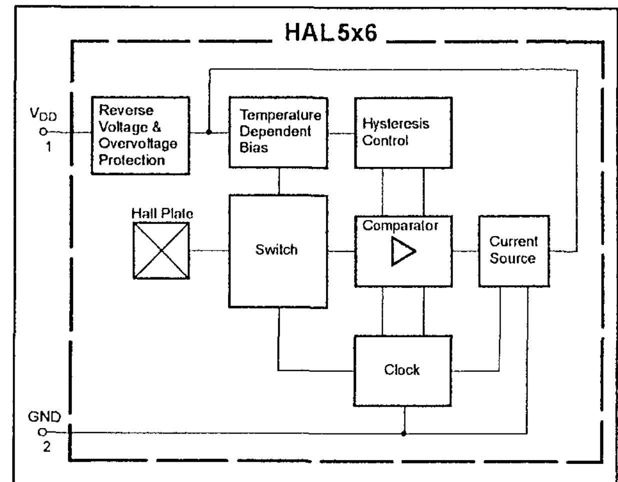
6.2 Type-beschrijving

- enable-tijd:
  20 µs typisch
  30 µs max.
- stijgtijd:
  1.600 ns max.
- daaltijd:
  1.600 ns max.
- werkfrequentie:
  10 kHz max.
- interne chopperfrequentie:
  75 kHz min.
  165 kHz max.

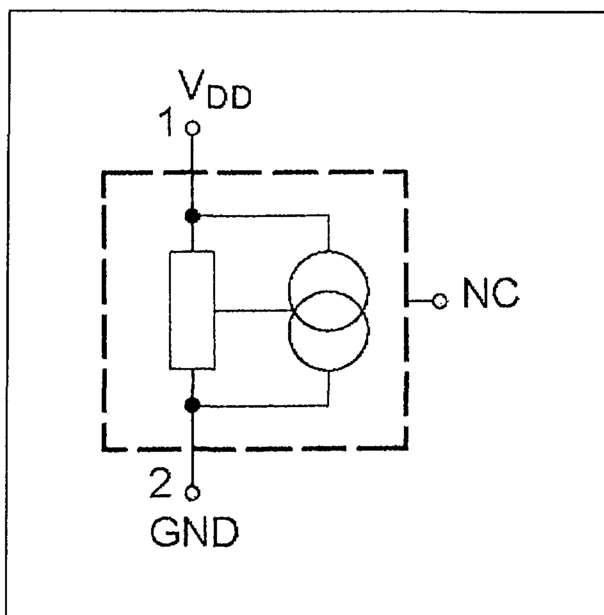
Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/6.2-96:

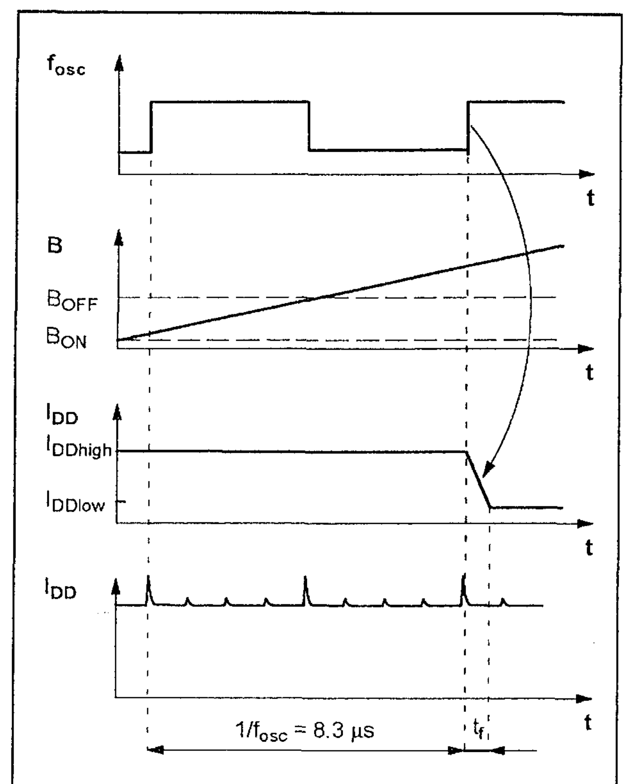
Standaard-schakeling rond de HAL 566. Aanbevolen wordt tussen de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) en de massa (pen 2) een condensator van 4,7 nF op te nemen. Gebruikt men de sensor in omgevingen die besmet zijn met veel elektromagnetische storing, dan moet men een 100 Ω weerstand in serie met de voeding opnemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-94: Intern blokschema van de HAL 566.

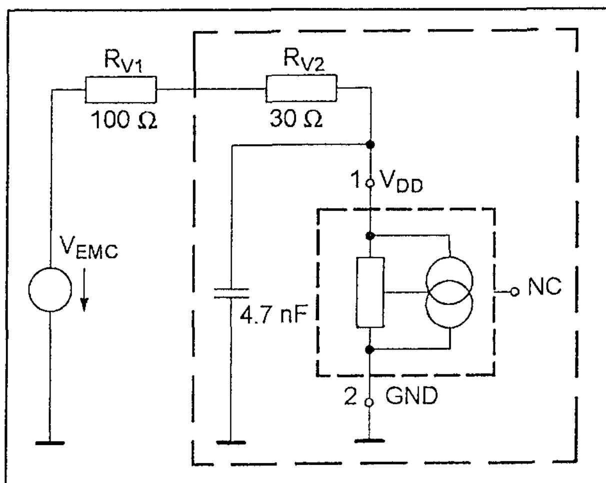


Figuur 19/6.2-93: Aansluitgegevens van de HAL 566.



Figuur 19/6.2-95: Het timing-diagram van de HAL 566.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 19/6.2-96: Voorbeeld-schakeling rond de HAL 566.

HAL 628

schakelaar, open drain

Deze Hall-effect sensor genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een ***gepoold*** magnetisch veld. Wordt de opdrukkant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en wordt de uitgang "H".

De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De HAL 628 is, dank zij uitgebreide interne schakelingen, bestand tegen extreme externe condities. De schakeling bestaat uit:

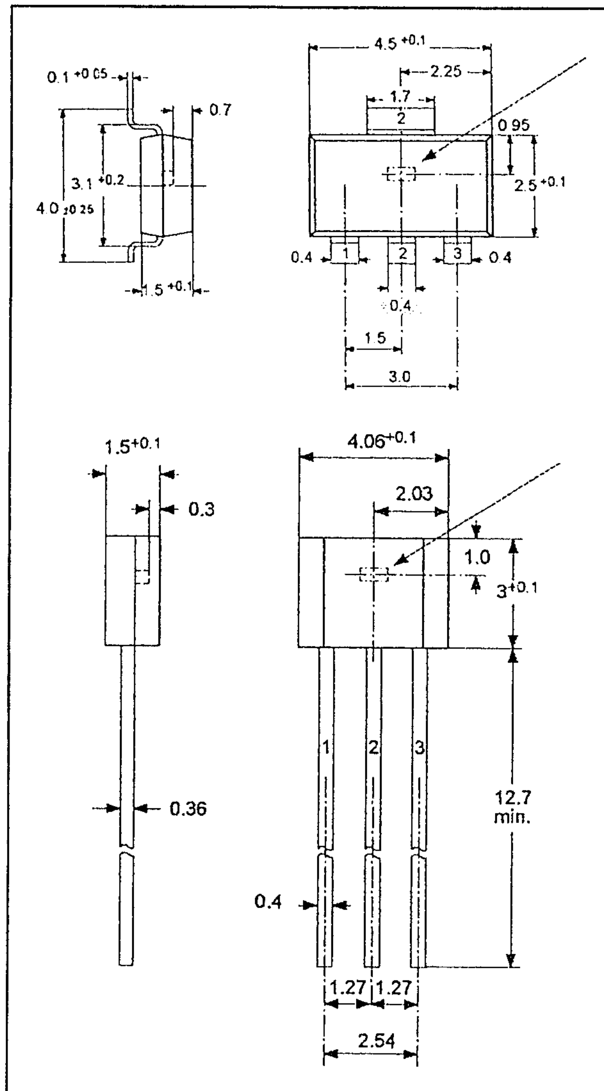
- een interne spanningsstabilisator;
- de bias-generator voor de Hall-sensor;
- schakelingen voor offset-compensatie;
- oscillator;
- laagdoorlaat filter;
- comparator;
- threshold generator;
- beschermings-circuits.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.

Technische gegevens

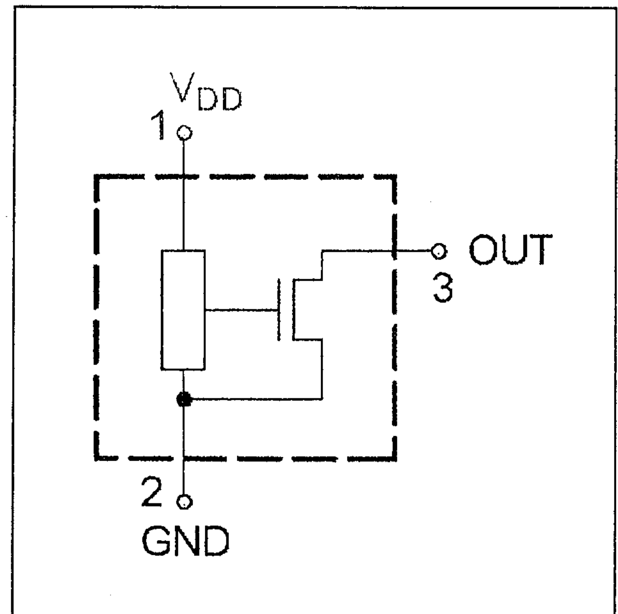
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-97
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-98
- intern blokschema: figuur 19/6.2-99
- voedingsspanning:
  +4,5 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  2,2 mA min.
  7,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 µA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 13,5 mT
  B_{on} typ: 18,1 mT
  B_{on} max: 20,5 mT
  B_{of} min: 12,5 mT
  B typ: 15,9 mT
  B max: 19,0 mT

6.2 Type-beschrijving

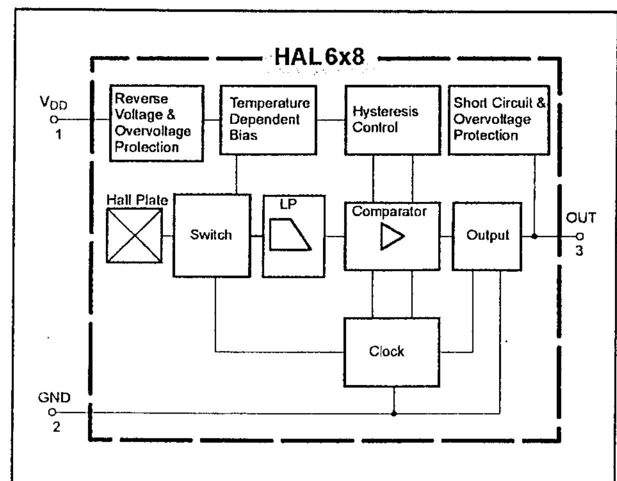


Figuur 19/6.2-97: Behuizingen van de HAL 628.

- magnetische offset:
  14,0 mT min.
  17,0 mT typisch
  20,0 mT max.
- enable-tijd:
  25 µs typisch
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  15 kHz max.
- clock-frequentie:
  245 kHz min.
  430 kHz max.



Figuur 19/6.2-98: Aansluitgegevens van de HAL 628.

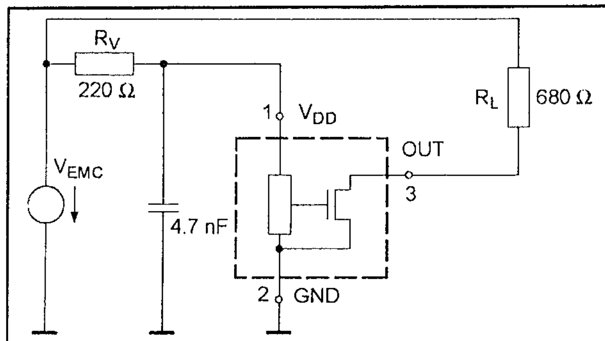


Figuur 19/6.2-99: Intern blokschema van de HAL 628.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-100:
Standaard-schakeling rond de HAL 628. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onder-

delen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-100: Standaard-schakeling rond de HAL 628.

HAL 638

schakelaar, open drain

De HAL 638 genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een ***gepoold*** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan sperren, zodat de uitgang in feite "tri-state" wordt en de uitgang naar "H" trekt. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor geleiden en wordt de uitgang "L".

De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De HAL 638 is, dank zij uitgebreide interne schakelingen, bestand tegen extreme externe condities. De schakeling bestaat uit:

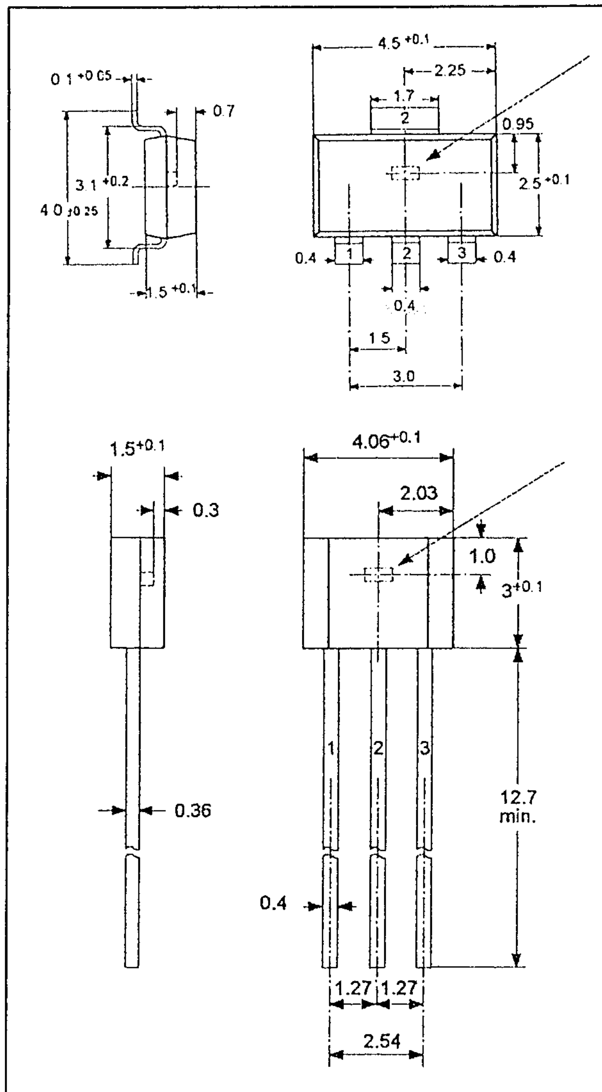
- een interne spanningsstabilisator;
- de bias-generator voor de Hall-sensor;
- schakelingen voor offset-compensatie;
- oscillator;
- laagdoorlaat filter;
- comparator;
- threshold generator;
- beschermings-circuits.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die *"switched offset compensation"* wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampelde waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.

Technische gegevens

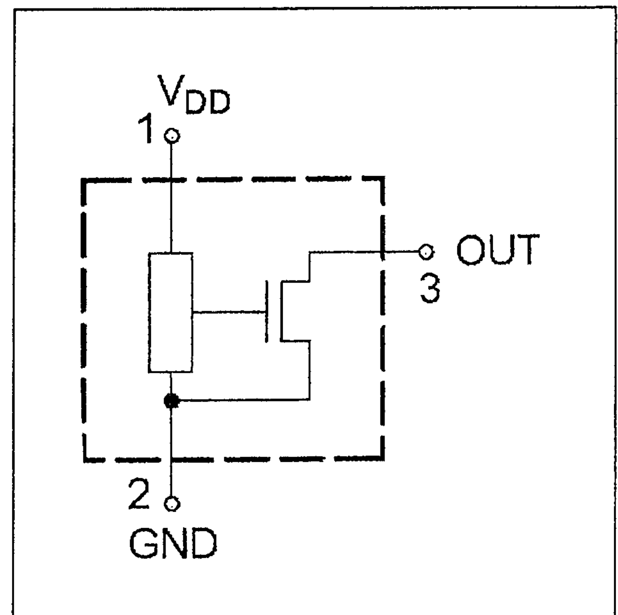
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A
  zie ook figuur 19/6.2-101
- aansluitgegevens: figuur 19/6.2-102
- intern blokschema: figuur 19/6.2-103
- voedingsspanning:
  +4,5 V min.
  +24 V max.
- voedingsstroom:
  2,2 mA min.
  7,2 mA max.
- uitgangsspanning "L":
  400 mV max. bij 20 mA
- uitgangsspanning:
  32 V max.
- uitgangsstroom:
  30 mA max. continu
  250 mA max. piek
- uitgangslekstroom:
  10 μA max.
- schakelfluxen (25 °C):
  B_{on} min: 12,5 mT
  B_{on} typ: 15,9 mT
  B_{on} max: 19,0 mT
  B_{of} min: 13,5 mT
  B typ: 18,1 mT
  B max: 20,5 mT

6.2 Type-beschrijving

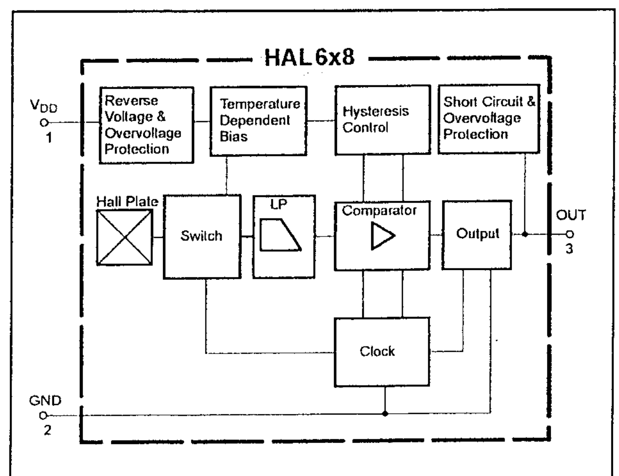


Figuur 19/6.2-101: Behuizingen van de HAL 638.

- magnetische offset:
  14,0 mT min.
  17,0 mT typisch
  20,0 mT max.
- enable-tijd:
  25 µs typisch
- stijgtijd:
  400 ns max.
- daaltijd:
  400 ns max.
- werkfrequentie:
  15 kHz max.
- clock-frequentie:
- 245 kHz min.
  430 kHz max.



Figuur 19/6.2-102: Aansluitgegevens van de HAL 638.

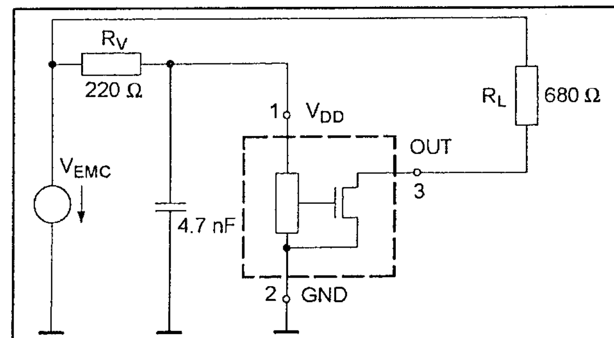


Figuur 19/6.2-103: Intern blokschema van de HAL 638.

6.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/6.2-104:
Standaard-schakeling rond de HAL 638. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



Figuur 19/6.2-104: Standaard-schakeling rond de HAL 638.

19/7

Magneto-resistieve sensoren

Inhoud

19/7.1

Achtergrond-informatie

Werking en principes

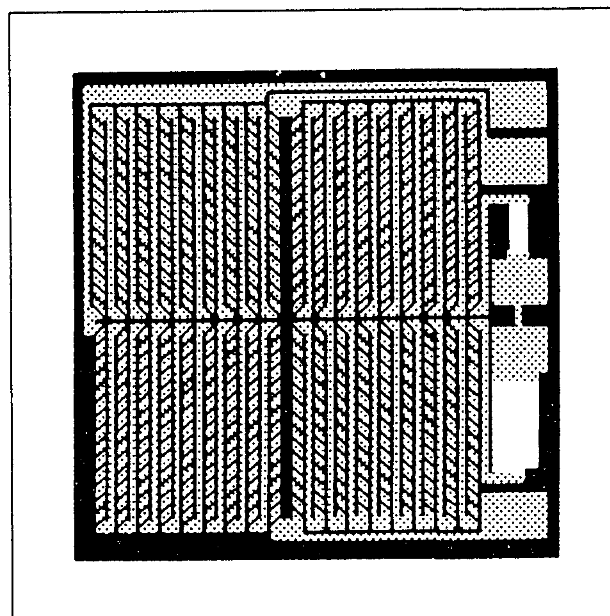
Inleiding

De in dit hoofdstuk besproken magnetisch gevoelige sensoren berusten qua werking op het principe van het zogenoemde "magneto-resistieve effect". Dit effect heeft veel gemeen met het "Hall-effect", maar is toch wezenlijk anders. Onder invloed van magnetische velden wijzigen bepaalde ferromagnetische materialen hun elektrische weerstand. Hierbij is de weerstandsverandering zowel afhankelijk van de grootte van de veldsterkte als van de hoek tussen de stroomrichting door de sensor en het inwerkende magnetische veld. Een voor dit effect geschikt gevoelig materiaal is bijvoorbeeld permalloy ($Ni_{81}Fe_{19}$) dat door middel van dunne laag technologie, bijvoorbeeld fotolithografisch, op siliciumchip's kan worden aangebracht.

De layout van een dergelijke magneto-resistieve chip ziet er streepvormig uit, zoals voorgesteld in figuur 19/7.1-1.

De strepen worden tijdens het fotolithografische proces op de geoxideerde siliciumwafel opgedampt. Door middel van deze dunnefilm technologie kunnen effectief en goedkoop sensoren worden gefabriceerd.

Dit wordt ook wel het "anisotrope magneto-resistieve effect" genoemd, omdat in verschillende richtingen diverse fysische eigenschappen optreden.



Figuur 19/7.1-1: De oppervlakte structuur van een magneto-resistieve sensor.

Fysische werking

De natuurkundige wetmatigheid waaraan dergelijke sensoren gehoorzamen is het feit dat de elektrische weerstand van het opgedampte materiaal afhankelijk is van de hoek tussen de magnetisatie en de richting van de stroom door de laag.

De weerstandsvariatie kan worden uitgedrukt met de onderstaande formule:

$$R = R_0 + (\Delta R_0 * \cos^2 \alpha)$$

In deze formule zijn:

- R:
  de weerstand van de magneto-resistieve strip;

7.1 Achtergrond-informatie

- R_0:
  de specifieke weerstand in de voorkeursrichting;
- ΔR_0:
  invloed als gevolg van het magneto-resistieve effect;
- α:
  de hoek tussen de stroom I door de strip en de magnetisatie M van de strip

Hierdoor ontstaat een weerstandsverandering die evenredig is aan de magnetische flux.

Is het externe magnetisch veld geheel afwezig, dan is volgens de fysische wetmatigheden de richting van de magnetisatie in de afzonderlijke deeltjes van het ferromagnetische materiaal niet uniform. Door middel van een daartoe geëigende technologie (opdampen, sputteren) wordt bereikt dat de dunne magnetische strippen een bepaalde voorkeursrichting qua magnetisatie verkrijgen. Zodoende verloopt zonder extern toegevoerd veld H_y de magnetisatie M langs de in de x-richting aangebrachte weerstandsstrippen. Wordt er een extern magnetisch veld in de richting H_y aangelegd, dan vindt er een omdraaiing van de magnetisatie in de strippen plaats. De maximale relatieve verandering van de weerstandsverhouding $\Delta R_0/R$ bedraagt bij benadering 2 tot 3 % voor permalloy materiaal.

Het verband tussen een extern magnetisch veld H_y en de hoek α wordt bepaald door de geometrische afmetingen van de strip en de magnetische anisotropie van het toegepaste materiaal (permalloy). Hiermee wordt rekening gehouden door het introduceren van een magnetisch veld H_0 dat het gedemagnetiseerde en anisotropische veld beschrijft.

Hieruit volgt:

$\sin^2\alpha = H^{y2}/H_0^2$

als $H < H_0$ en:

$\sin^2\alpha = 1$

als $H > H_0$

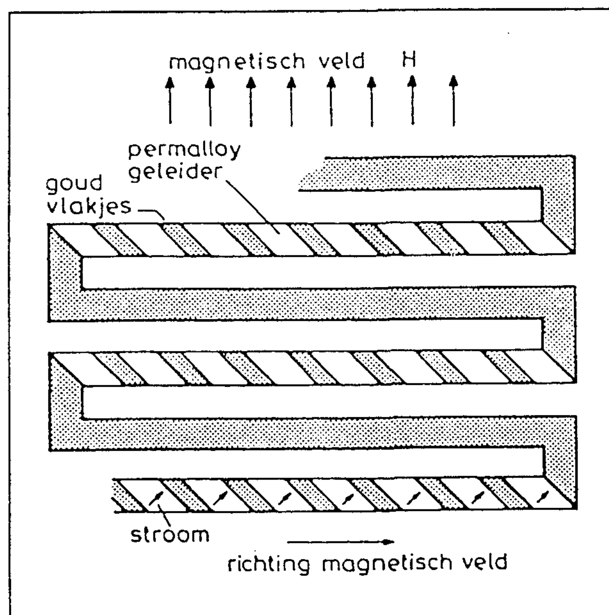
Daaruit ontstaat voor de karakteristieke waarde van een magneto-resistieve strip als sensor voor magnetische velden:

$$\mathbf{R = R_0 + \Delta R_0 * (1 - H_y^2/H_0^2)}$$

Barber-polen

Om kleine magnetische velden meettechnisch aan te kunnen tonen, is een lineaire karakteristiek noodzakelijk. Deze wordt verkregen door de geometrie met zogenoemde "Barber-polen" uit te voeren.

Hiervoor worden de strippen bedekt met reepjes aluminium of goud die onder een hoek van 45° ten opzichte van de as van de strip worden geplaatst, zie figuur 19/7.1-2.



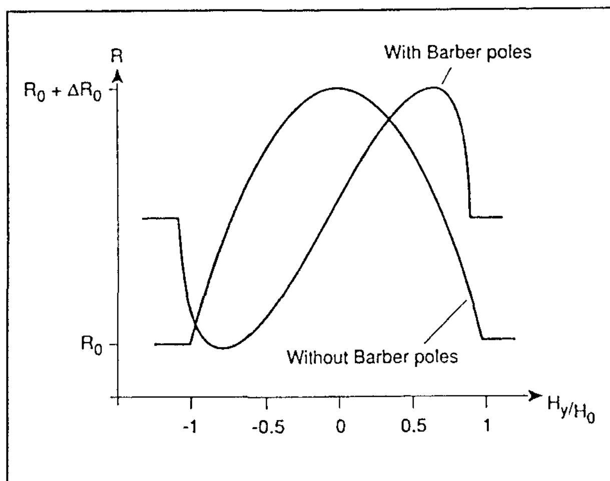
Figuur 19/7.1-2: Het aanbrengen van zogenoemde Barber-polen voor het lineariseren van de werking.

Omdat de reepjes aluminium of goud in vergelijking met permalloy zeer laagohmig zijn, wordt binnen de afzonderlijke zônes een verandering in de stroomrichting met 45° ten opzichte van de voorkeursrichting gerealiseerd.

De invloed van deze Barber-polen wordt spectaculair toegelicht in figuur 19/7.1-3. Hierin wordt het verband tussen magnetisch veld en weerstand weergegeven voor een sensor mét en zonder Barber-polen.

Er kunnen zeer gevoelige sensoren worden gerealiseerd voor het meten van magnetische velden binnen het bereik van 100 nT tot 0,1 T en van 0 tot 100 MHz.

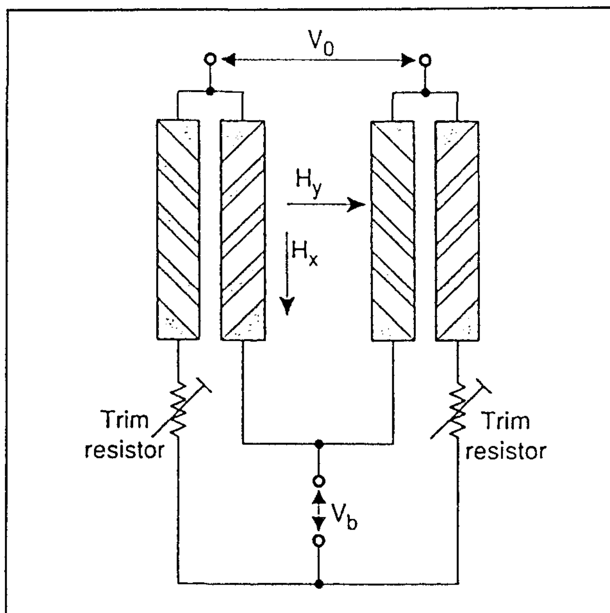
7.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/7.1-3: De karakteristieken van een magneto-resistieve sensor mét en zonder Barber-polen.

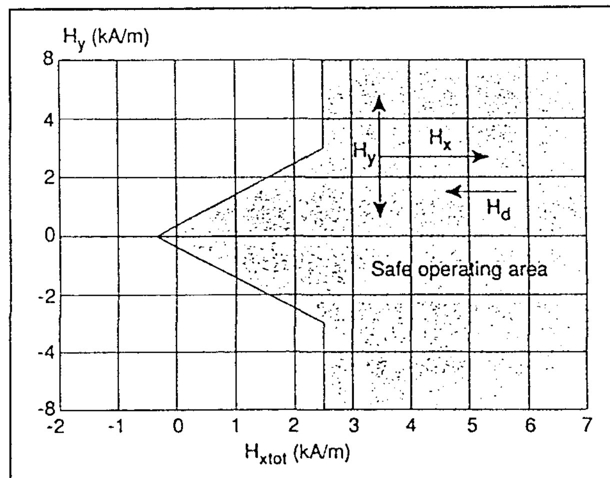
Constructie

De complete rangschikking van de strippen van een magneto-resistieve chip wordt meandervormig uitgevoerd. Nadien worden vier van dergelijke elementen samengevoegd tot een brug van Wheatstone, die vanuit een spanning V_0 wordt gevoed, zie figuur 19/7.1-4. Dankzij de brugschakeling worden temperatuurinvloeden gecompenseerd.



Figuur 19/7.1-4: Een praktische constructie van een magneto-resistieve sensor.

Uit het schema kan worden afgeleid dat elke halve brug uit twee magneto-resistieve weerstandselementen bestaat, waarbij de Barber-polen verschillend zijn gericht. De brug wordt met behulp van een laser afgeregeld op de exacte nominale waarde. De spanning tussen de beide weerstanden van een halve brug verandert afhankelijk van de inwerking van een magnetisch veld. De ene weerstand neemt toe, terwijl de andere ten gevolge van de afwijkende karakteristiek afneemt. Wordt een tweede halve brug met tegengestelde rangschikking van de Barber-polen toegevoegd, dan ontstaat de complete brug van Wheatstone. Het spanningsverschil V_b tussen de beide halve bruggen vormt het uitgangssignaal van het sensorelement.
Met een extra weerstand wordt elke halve brug op $V_b/2$ ingesteld, zodat ingeval van een niet inwerkend magnetisch veld de uitgangsspanning zo dicht mogelijk bij 0 V ligt.

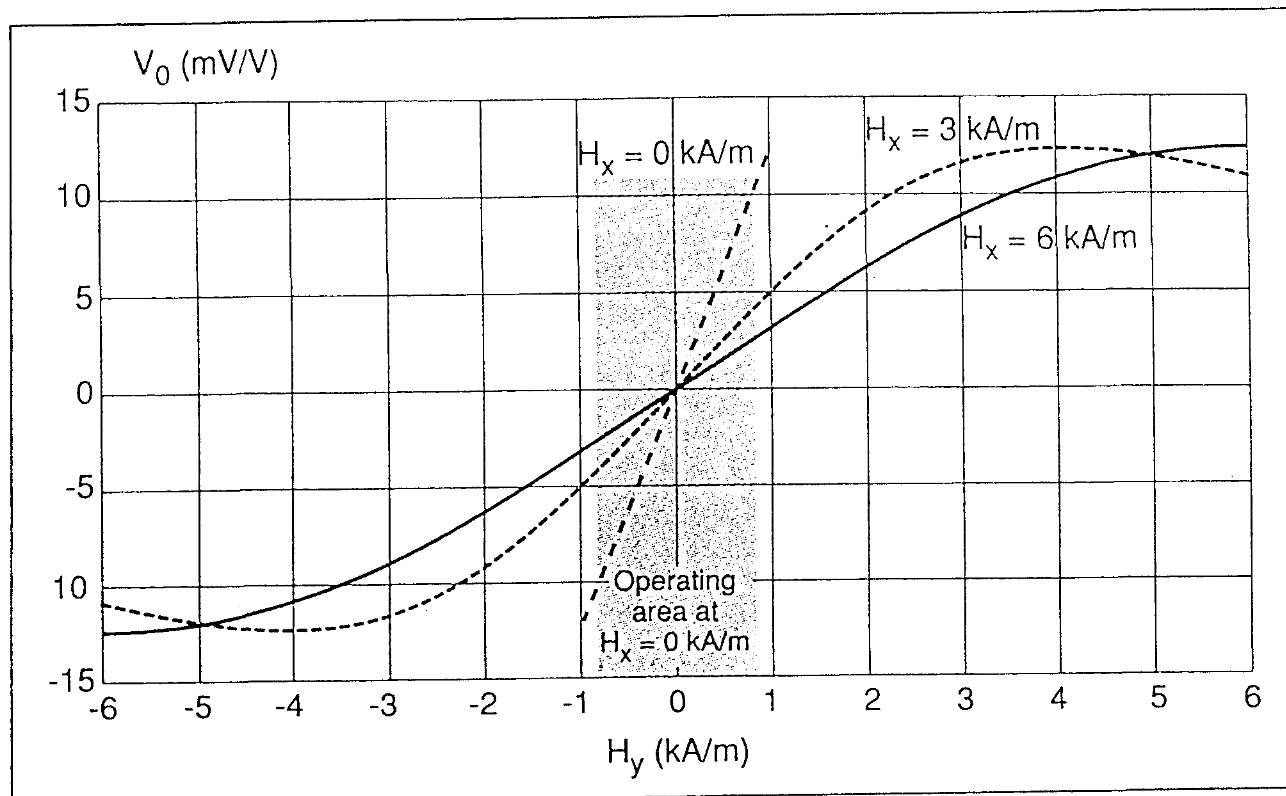


Figuur 19/7.1-5: Het verhogen van de betrouwbaarheid van de sensor door het aanleggen van een extra magnetisch hulpveld H_x.

Introduceren van een hulpveld

Alleen de vorm van de strip en de anisotropie van het materiaal permalloy zijn bepalend voor de werking bij een ontbrekend extern magnetisch veld H_y. Dit betekent dat in deze toestand de strip zônes met verschillende magnetisatierichtingen kan hebben.

7.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/7.1-6: De uitgangskarakteristiek van een magneto-resistieve sensor, in dit voorbeeld de ZMY20 van Zetex. Hieruit blijkt de invloed van het extern veld H_x.

Onder deze condities werkt de sensor niet betrouwbaar. Een betrouwbare werking van de sensor wordt wél verkregen door het aanleggen van een magnetisch hulpveld H_x, waardoor er een vaste magnetisatierichting wordt gecreëerd, zie figuur 19/7.1-5.
Het bereik waarbinnen de sensor betrouwbaar werkt, wordt bij het aanleggen van een extern magnetisch veld H_y bepaald door de waarde van het hulpveld H_x.
Het veld:
$$H_{xtot} = H_y + H_d$$
legt de toelaatbare waarden voor H_y vast. Daarbij staat H_d voor een extern storingsveld in de x-richting.
Voor het opwekken van het hulpveld volstaat een kleine permanente magneet. Deze magneet kan bijvoorbeeld op de behuizing van de sensor worden gelijmd. Bij de typen ZMY2OM en ZMZ20M van Zetex is een andere mogelijkheid verwezenlijkt. Hier is de magneet in de behuizing geïntegreerd zodat in combinatie met de uitvoering als SMD-component een zeer compact sensorelement is gerealiseerd.

De specificaties

Inleiding

In de specificatiebladen zijn de parameters van de brug van Wheatstone steeds gerelateerd aan een ingangsspanning V_b van 1 V, dit in verband met het lineaire verband tussen de in- en uitgangsspanning in dit bereik.

De gevoeligheid

De gevoeligheid S [mV/V per kA/m] van de magneto-resistieve sensor is gedefinieerd als een toename van de uitgangsspanning als gevolg van het externe veld H_y in het bereik van -1 kA/m tot +1 kA/m. De karakteristieke waarde S is afhankelijk van de geometrie van de permalloy-meander en van het

7.1 Achtergrond-informatie

hulpveld H_x. De laatstgenoemde invloed wordt toegelicht aan de hand van de karakteristiek van figuur 19/7.1-6, waarbij H_x als parameter met waarden van 0 kA/m, 3 kA/m en 6 kA/m is opgevoerd.
Opvallend is het zeer beperkte bruikbare werkgebied als het hulpveld gelijk aan nul is. Wél is de gevoeligheid van de sensor dan heel hoog: een kleine variatie van het H_y-veld heeft een grote variatie van de uitgangsspanning tot gevolg. Hieruit kan worden afgeleid dat een grote gevoeligheid gepaard gaat met een beperkt H_y-werkgebied.

Offset
De brug van Wheatstone is in een toestand zonder extern veld afgeregeld. In dit geval ligt de uitgangsspanning V_O in de buurt van 0 V bij kamertemperatuur. De afwijking van de uitgangsspanning ten opzichte van het nulpunt wordt als offsetspanning aangeduid en als V_{off}/V_O in mV/V aangegeven.
De offset wordt veroorzaakt door kleine geometrische toleranties van de componenten van de brugschakeling die het gevolg zijn van het fotolithografische proces. Het vereffenen van de offset van de brug wordt gerealiseerd met behulp van een laser (lasertrimming) waarbij de uitgangsspanning van elke halve brug op $V_b/2$ wordt ingesteld.

De temperatuurscoëfficiënt
De brugweerstand R_{brug} van een magneto-resistieve sensor bezit een lineaire temperatuurafhankelijkheid. De bijbehorende temperatuurscoëfficiënt van de brug is positief, dat wil zeggen dat deze toeneemt bij een stijgende temperatuur.
Dit geldt met name voor metalen basismaterialen. De temperatuurscoëfficiënt van de gevoeligheid daarentegen is negatief, omdat de invloed van het magneto-resistieve effect met het toenemen van de temperatuur geringer wordt. Voedt men met een constante stroom, dan wordt de temperatuursafhankelijkheid van de gevoeligheid ten gevolge van het lineaire verband tussen in- en uitgangsspanning kleiner.
Een hogere brugweerstand ten gevolge van een temperatuurstijging leidt tot een hogere spanning over het sensorelement waardoor de verandering van de gevoeligheid voor een deel wordt gecompenseerd. Toch kan de brug van Wheatstone de invloed van de temperatuur niet geheel onderdrukken.
De temperatuurscoëfficiënt van de offsetspanning is gekoppeld aan de geometrische afwijkingen van de weerstand van de dunne permalloy-laag en de toleranties van het fotolithografische proces. Deze eigenschap van de magneto-resistieve sensor beperkt de meetbaarheid van kleine magnetische velden over een groot temperatuurgebied, met name bij statische velden.
Om de offset-drift zo goed mogelijk te onderdrukken kunnen twee sensoren op (nagenoeg) overeenstemmende temperatuurscoëfficiënten worden geselecteerd. Op deze wijze kan de drift gedeeltelijk door het verschil van de uitgangsspanningen van de beide sensoren worden ondervangen. Een andere mogelijkheid om de offset-drift te voorkomen, is het omkeren van de richting van het hulpveld om zo de polariteit van de uitgangsspanning te inverteren. Dit kan met behulp van kleine spoelen voor het opwekken van het hulpveld worden gerealiseerd.

De hysteresis
De hysteresis van de uitgangsspanning beschrijft de nauwkeurigheid en reproduceerbaarheid van de magneto-resistieve sensor. De magnetisatie van de permalloy strip is niet geheel homogeen. Er zijn bepaalde kleine plekjes van de meander, met name in de hoeken van de strippen, waarin de magnetisatie niet exact met het hulpveld overeenkomt.
De hysteresis wordt in een opstelling gemeten, waarin men de H_y eerst van -3 kA/m tot +3 kA/m laat toenemen en nadien teruggaat tot 0 kA/m. Bij deze procedure wordt het hulpveld ingesteld op H_x= 3 kA/m.
De grootheid $V_{off}*H/V_b$ beschrijft in dat geval de verschuiving van de offsetspanning, die wordt veroorzaakt door deze hysteresis-lus.

Maximaal meetbereik

Het maximale bereik van de uitgangsspanning $\Delta V_0/V_b$ (mV/V) wordt als het verschil van de uitgangsspanning bij $\alpha = 0°$ en $\alpha = 90°$ gedefinieerd, waarbij α de hoek tussen stroom en magnetisatie van de magneto-resistieve strip voorstelt.
Dit betekent dat deze grootheid staat voor de sterkte van het magneto-resistieve effect. Deze karakteristieke waarde daalt met de temperatuur en bepaalt de gevoeligheid van de sensor.

Toepassingen

Inleiding

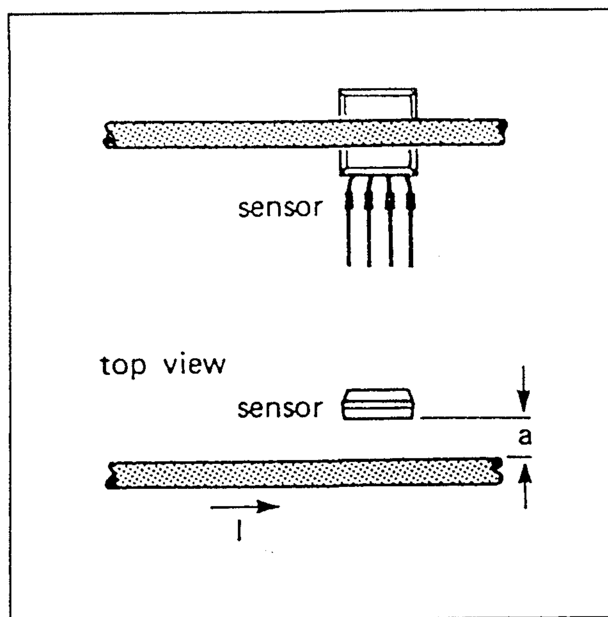
Magneto-resistieve sensoren zijn ideale onderdelen voor:
- het meten van stromen;
- het meten van kleine lineaire verplaatsingen;
- het meten van hoekverdraaiingen.

Meten van stromen

Voor het meten van kleine tot gemiddelde stromen (gelijk- en wisselstroom) zijn drie gangbare oplossingen bekend:
- De traditionele methode van het opnemen van een stroomshunt in de leiding waarin men de stroom wil meten, waarna men de spanning over deze weerstand kan meten.
- Het transformatorprincipe, waarbij de te meten wisselstroom door een kleine primaire wikkeling van een stroomtrafo wordt gevoerd en men secundair een met de stroom recht evenredige spanning kan meten.
- Meten met stroomtangen, die rond de stroomvoerende geleider wordt geklemd.

Deze methoden hebben een aantal nadelen, zoals:
- het ontbreken van een galvanische scheiding;
- de noodzaak van een calibratieprocedure;
- vermogensverliezen;
- meetfouten en -onnauwkeurigheden;
- de invloed van harmonischen;
- de beperkte bandbreedte.

Magneto-resistieve sensoren voor het meten van stroom kennen deze nadelen niet. Deze sensoren hebben per definitie een galvanische scheiding zodat er potentiaalvrij kan worden gemeten en er dus ook geen terugwerking ontstaat. Daarnaast bieden ze een grote nauwkeurigheid, gepaard aan een grote bandbreedte. Ze zijn geschikt voor het meten van gelijk- en wisselstromen in bereiken van 0,1 A tot 4.000 A bij een bandbreedte van 0 Hz tot 100 kHz.
In vergelijking met het "concurrerende" meetprincipe op basis van het Hall-effect bieden magneto-resistieve sensoren het voordeel van een betere lineariteit en een grotere storingsongevoeligheid, dankzij het hogere signaalniveau op het sensorelement. De sensoren werken bovendien over een temperatuurbereik van -40 °C tot +120 °C. Hun aanspreektijd is kleiner dan 10 µs. Wat dat laatste betreft bieden Hall-effect sensoren echter een iets betere waarde.

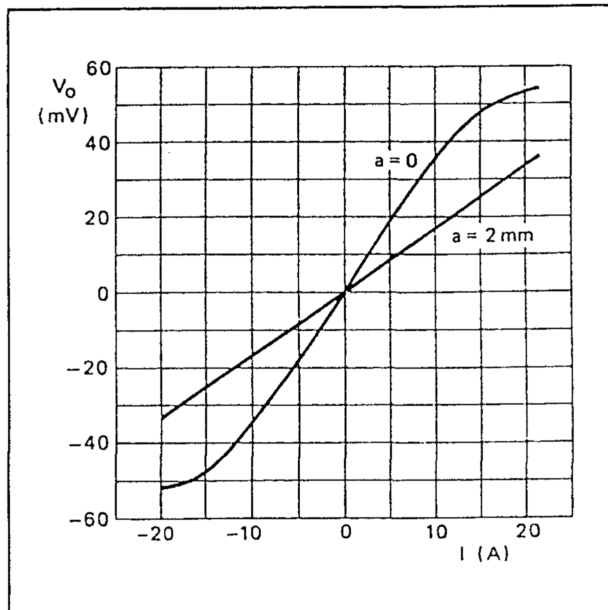


Figuur 19/7.1-7: De eenvoudigste opstelling voor het meten van stromen.

7.1 Achtergrond-informatie

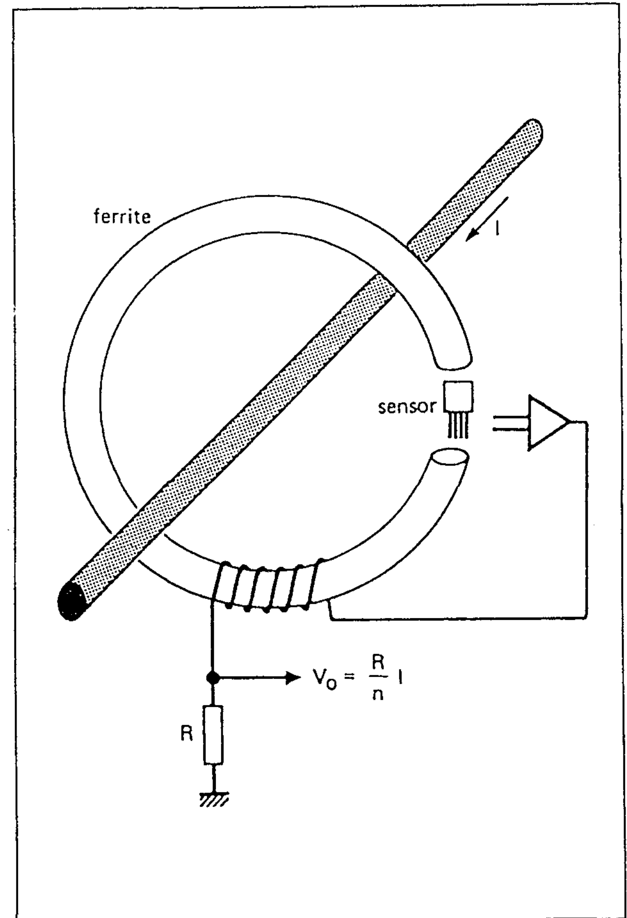
Stromen meten in de praktijk

In figuur 19/7.1-7 is een opstelling getekend, waarmee men de stroom door een stroomvoerende geleider kan meten. Zoals bekend ontstaat rond een stroomvoerende geleider een magnetisch veld. De sensor staat op een kleine afstand a van de geleider en vangt dus een deel van dit veld op. Zoals uit de grafiek van figuur 19/7.1-8 blijkt, is de uitgangsspanning V_O binnen een bereik van -20 A tot +20 A zo goed als recht evenredig met de grootte van de stroom.



Figuur 19/7.1-8: De karakteristiek die het verband geeft tussen de door de geleider vloeiende stroom en de uitgangsspanning van de sensor.

In figuur 19/7.1-9 is een betere opstelling geschetst. De draad waarin men de stroom moet meten wordt omgeven door een kleine ferriet ring met een luchtspleet. In deze luchtspleet wordt de sensor opgenomen. De versterkte sensorspanning wordt via een klein spoeltje op de ferriet ring aan de belastingsweerstand R aangeboden. De stroom die door dit spoeltje vloeit levert het hulpveld voor het instellen van de sensor.

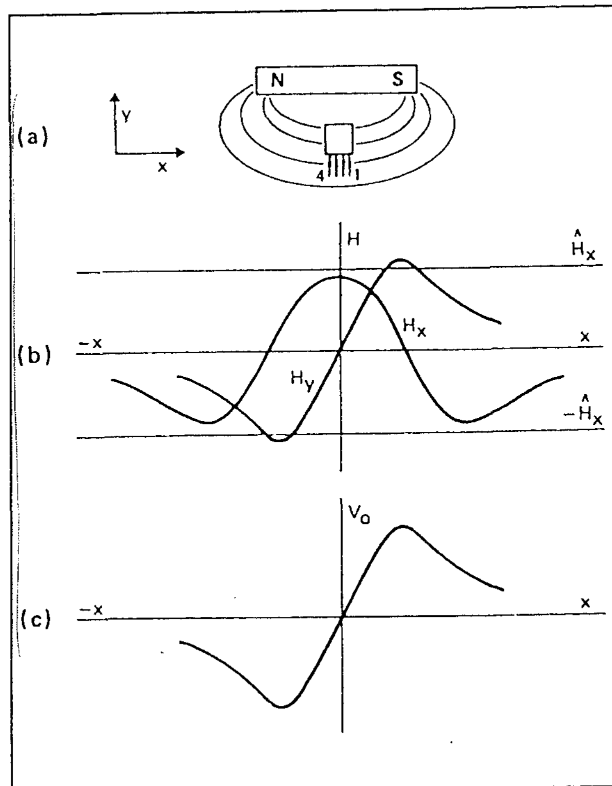


Figuur 19/7.1-9: Een betere opstelling voor het meten van stromen.

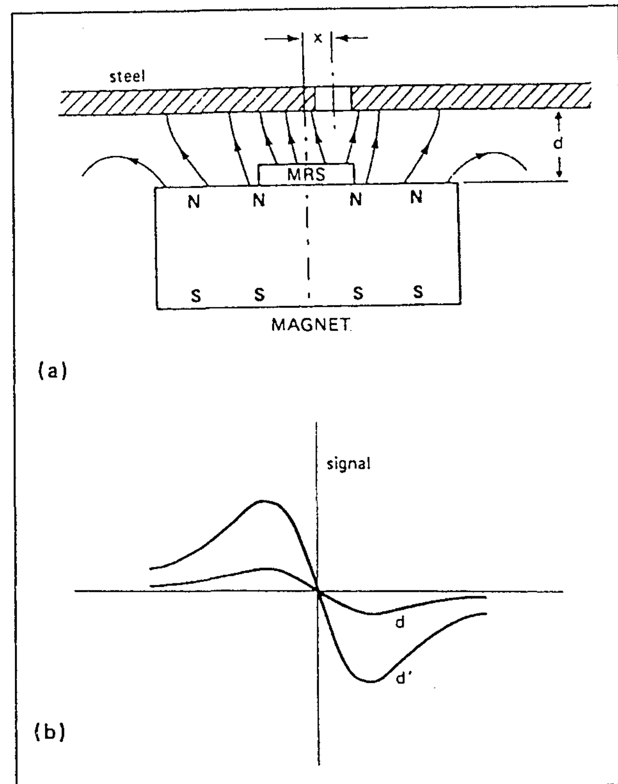
Meten van verplaatsingen

Dank zij de specifieke vorm van de karakteristiek van een magneto-resistieve sensoren, zie figuur 19/7.1-6, kan men deze onderdelen op een vrij eenvoudige manier toepassen voor het meten van kleine lineaire verplaatsingen. Het principeschema is getekend in figuur 19/7.1-10. De sensor wordt opgenomen in het veld van een permanente magneet (figuur a) en wel zo dat magneet en sensor loodrecht op elkaar staan. De sensor wordt nu onderworpen aan een horizontaal en vertikaal magnetisch veld. Het horizontaal veld H_x levert het noodzakelijke hulpveld, het vertikale veld H_y kan gebruikt worden om de positie van sensor ten opzichte van de permanente magneet te bepalen.

7.1 Achtergrond-informatie

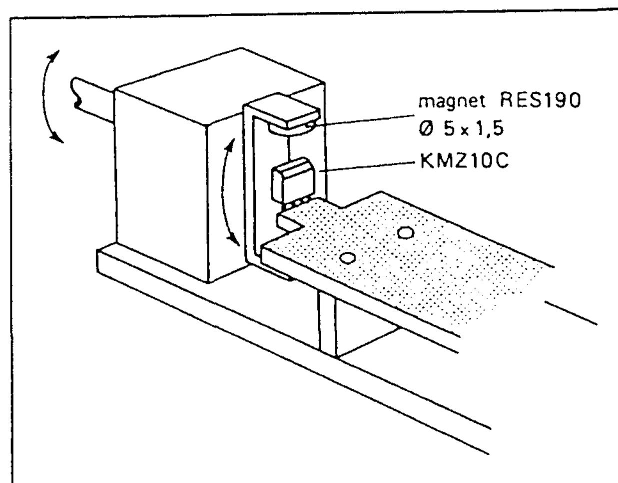


Figuur 19/7.1-10: Het principe van het meten van lineaire verplaatsingen.



Figuur 19/7.1-11: Een praktische opstelling voor het meten van de verplaatsing van een metalen plaat.

Als de magneet heen en weer wordt bewogen, zal het veld H_y sterk in grootte variëren, terwijl het veld H_x vrijwel constant blijft (figuur b). Het gevolg is dat ook de uitgangsspanning van de sensor zal variëren en wel volgens figuur c. Binnen bepaalde grenzen is de variatie van de uitgangsspanning zelfs recht evenredig met de verplaatsing van de magneet. Bovendien kan uit de polariteit van het uitgangssignaal informatie ingewonnen worden over de richting waarin de magneet verschuift ten opzichte van de uitgangspositie. Verplaatst men de magneet naar rechts, dan levert de sensor een positief uitgangssignaal. Verplaatst men de sensor naar links, dan levert de sensor een negatief uitgangssignaal. In figuur 19/7.1-11 is een praktische opstelling geschetst, die bruikbaar is om de positie van een metalen plaat te bepalen ten opzichte van de sensor. De sensor wordt nu opgenomen tussen de plaat en een permanente magneet.



Figuur 19/7.1-12: Het meten van hoekverdraaiingen met een magneto-resistieve sensor.

In de plaat moet een gaatje worden aangebracht. Dit gaatje zorgt voor een verstoring

7.1 Achtergrond-informatie

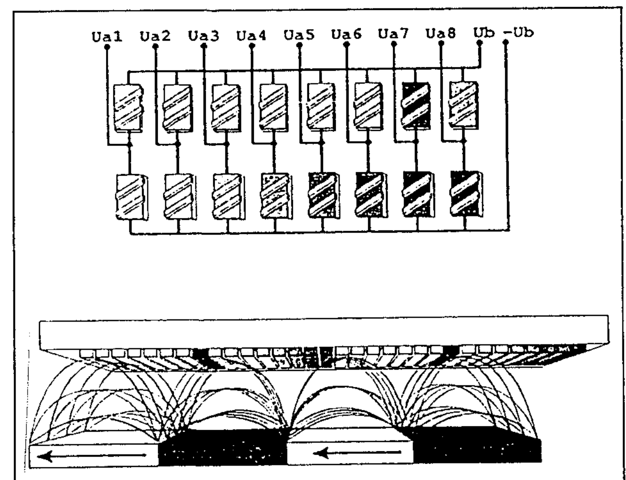
in de veldlijnen van het magnetisch veld. In figuur b is de uitgangsspanning van de sensor getekend in functie van twee afstanden d tussen de sensor en de plaat. Hoewel de amplitude van het uitgangssignaal in grote mate afhankelijk is van deze afstand, blijkt uit de grafiek dat het lineaire verband tussen uitgangsspanning en verplaatsing behouden blijft.

Meten van hoekverdraaiingen

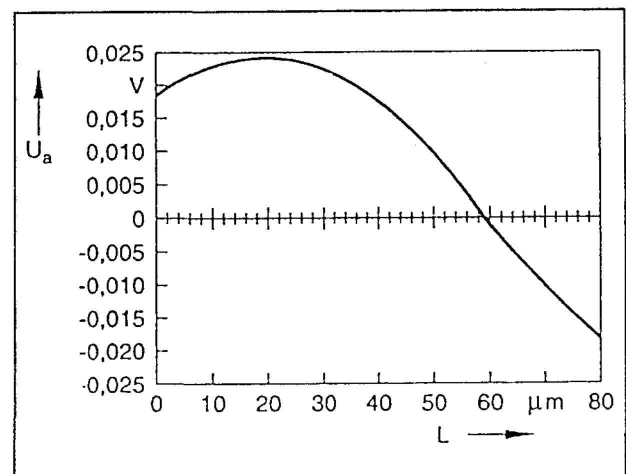
In figuur 19/7.1-12 is een opstelling getekend, waarbij een magneto-resistieve sensor wordt gebruikt voor het meten van de hoekverdraaiing van een as. De sensor is gemonteerd op een vast frame, gestippeld getekend. De as is voorzien van een U-vormig juk dat rond de sensor draait. Aan weerszijden van het juk zijn kleine permanente magneetjes opgenomen. Als men de getekend opstelling als de nul-positie beschouwt (de twee magneetjes en de sensor op één lijn), dan kan men met deze opstelling op een tamelijk lineaire manier hoekverdraaiingen van +85° tot -85° meten.
Het plus-teken staat dan voor verdraaiingen in uurwijzerzin, het min-teken voor verdraaiingen in tegen-uurwijzerzin.

Specialistische toepassingen

In het “Institut für Mikrostruktur Technologie und Optoelektronik” in het Duitse Wetzlar experimenteert men met speciale magneto-resistieve sensoren die in staat zijn lineaire verplaatsingen van honderdsten van een millimeter (10 μm) nauwkeurig en lineair te meten. Het principe is geschetst in figuur 19/7.1-13. Er wordt een array gemaakt, waarin 16 magneto-resistieve sensoren zitten. Dit array wordt op een tiental μm boven het te observeren voorwerp (een metalen strip) geplaatst. Op deze strip zijn zeer dunne magnetische folies aangebracht en wel zo dat noordpool tegen noordpool zit en zuidpool tegen zuidpool. Via een ingewikkelde elektronische schakeling worden de uitgangssignalen van alle sensoren geëvalueerd, hetgeen resulteert in de uitgangsgrafiek die in figuur 19/7.1-14 is voorgesteld. Hierin is de uitgangsspanning getekend in functie van de lineaire verplaatsing van de strip onder het sensor-array. Duidelijk blijkt dat er een lineaire zône bestaat, die ongeveer 30 μm breed is en waarin de sensor een spanning afgeeft die recht evenredig is met de verplaatsing van de strip. Van deze techniek wordt veel verwacht in het kader van de micro-mechanica technologie die sterk in opkomst is en waarmee men probeert mechanische structuren, zoals motoren en kleppen, tot op micro-niveau te verkleinen.



Figuur 19/7.1-13: Het principe van het meten van μm-verplaatsingen.



Figuur 19/7.1-14: De uitgangsspanning van het sensor-array in functie van de verplaatsing n μm.

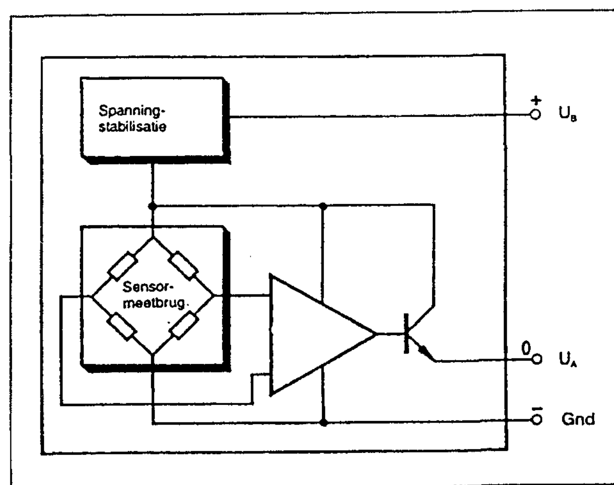
7.1 Achtergrond-informatie

Leverbare sensoren

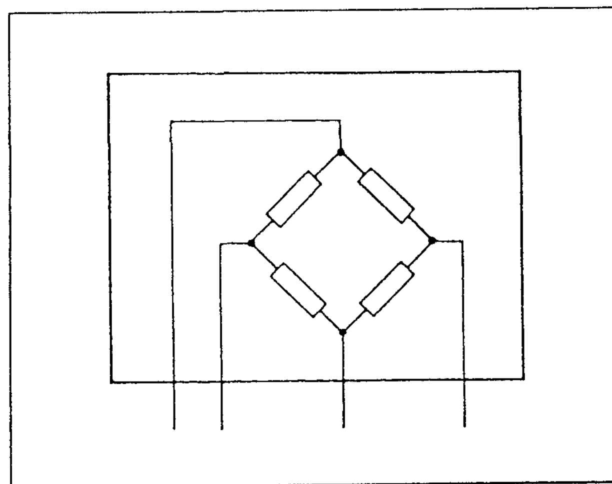
Uitvoeringsvormen

Bij moderne magneto-resistieve sensoren kunnen de sensor-strip's en de schakeling voor de signaalverwerking (meetbrug en versterker) op één en dezelfde chip worden geïntegreerd. Er ontstaat dan een schakeling zoals voorgesteld in figuur 19/7.1-15.

Net zo gebruikelijk echter zijn de typen die alleen de sensorelementen als meetbrug op de chip bevatten, zie figuur 19/7.1-16, hetgeen de gebruiker in staat stelt om de voor zijn applicatie specifieke aanpassingen in een externe verwerkingsschakeling te realiseren.



Figuur 19/7.1-15: Een magneto-resistieve sensor mét elektronica in één chip geïntegreerd.



Figuur 19/7.1-16: Vier strip's als brug geschakeld in één behuizing geïntegreerd.

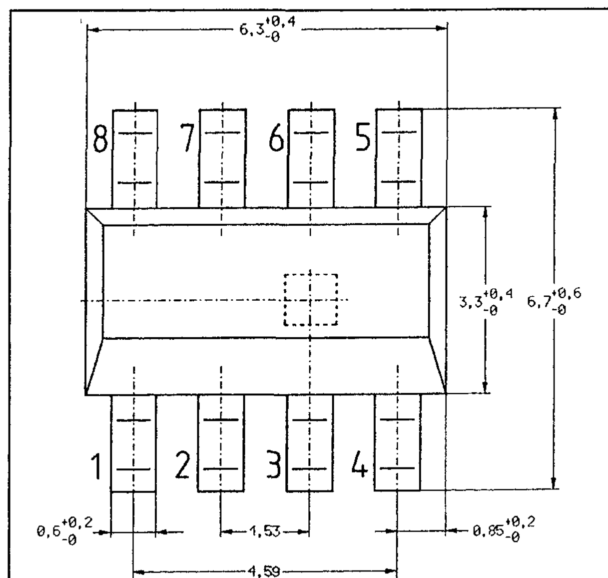
19/7.2

Type-beschrijving

ZMC05

stroomsensor, +/-5 A, 0,7 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

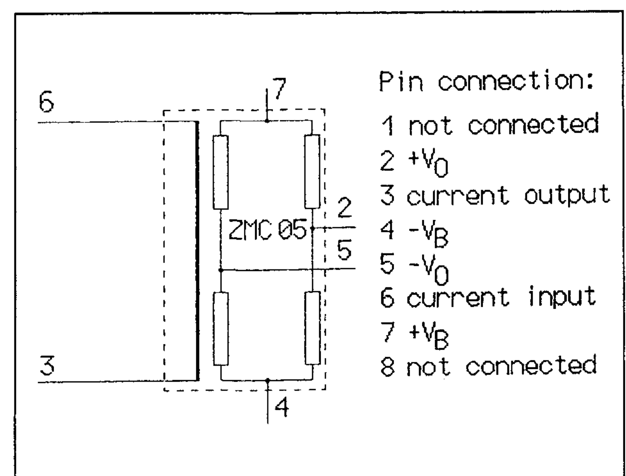
Deze sensor is speciaal ontwikkeld voor het contactloos meten van stromen. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld H_x aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.



Figuur 19/7.2-1: Behuizing van de ZMC05.

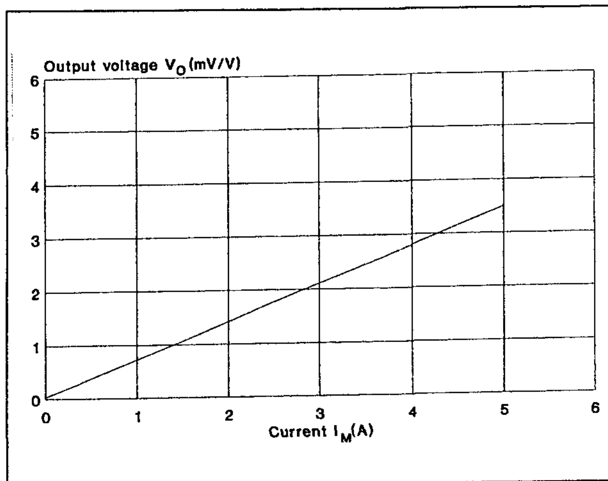
Technische gegevens

- fabrikant: Zetex
- behuizing: figuur 19/7.2-1
- aansluitgegevens: figuur 19/7.2-2
- voedingsspanning: 12 V max.
- stroombereik: +/-5 A
- piekstroom 300 A voor 10 ms
- stroomsensor weerstand: 0,7 mΩ typisch
- isolatie: 200 V min.
- gevoeligheid: 0,7 mV/V per kA/m
- offsetspanning: +/-2,0 mV/V max.
- brugweerstand: 1,2 kΩ tot 2,2 kΩ
- frequentie: 100 kHz max.
- transferkarakteristiek: figuur 19/7.2-3



Figuur 19/7.2-2: Aansluitgegevens van de ZMC05.

7.2 Type-beschrijving



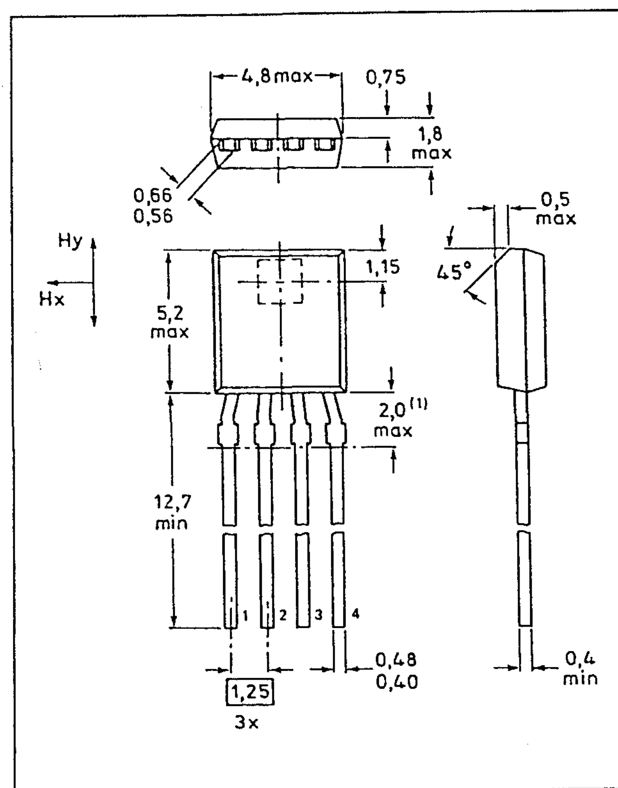
Figuur 19/7.2-3: Uitgangskarakteristiek van de ZMC05.

KMZ10A

universeel, 11 tot 17 mV/V per kA/m, SOT195

Een universele magneto-resistieve sensor van Philips, waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT195, figuur 19/7.2-4
- aansluitgegevens: figuur 19/7.2-5
- voedingsspanning:
  5 V
- richtingsgevoeligheid:
  zie H_x/H_y-diagram in figuur 19/7.2-4
- noodzakelijk hulpveld:
  0,5 kA/m
- meetbereik:
  +/-0,5 kA/m
- gevoeligheid:
  11 tot 17 mV/V per kA/m
- offset spanning:
  kleiner dan +/-1,5 mV/V
- brugweerstand:
  0,9 kΩ tot 1,7 kΩ
- vermogensdissipatie:
  90 mW max.
- a-lineariteit:
  - bereik +/-0,25 kA/m: 0,8 % FS
  - bereik +/-0,4 kA/m: 2,5 % FS
  - bereik +/-0,5 kA/m: 4,0 % FS
- maximale frequentie:
  1 MHz
- interne magneet:
  nee
- uitgangskarakteristiek:
  figuur 19/7.2-6



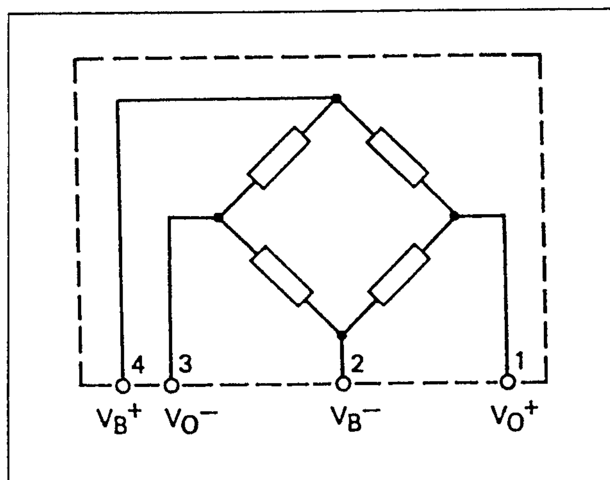
Figuur 19/7.2-4: Behuizing van de KMZ10A.

Opstelling hulpmagneet

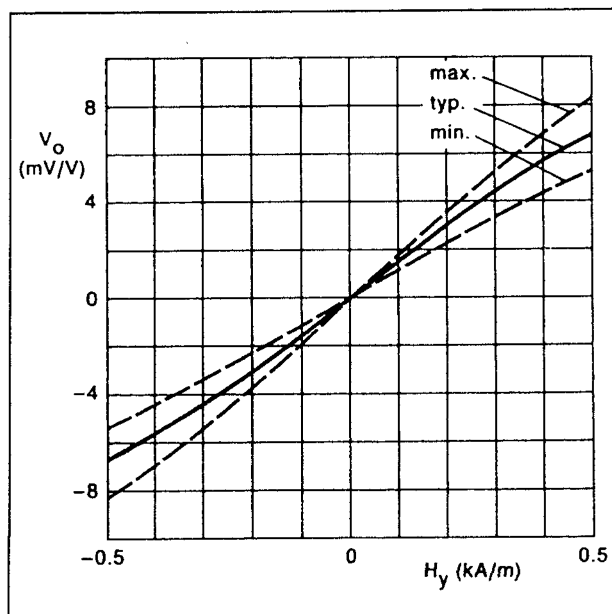
De KZM10A is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld H_x. In figuur 19/7.2-7 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de

7.2 Type-beschrijving

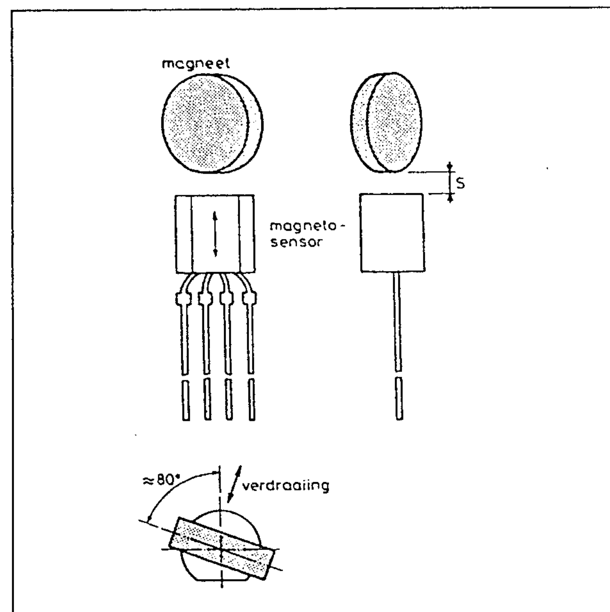
meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferroxdure en moet onder een hoek van 80° met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.



Figuur 19/7.2-5: Aansluitgegevens van de KMZ10A.



figuur 19/7.2-6: Uitgangskarakteristiek van de MKZ10A bij een hulpveld H_x van 0,5 kA/m.



Figuur 19/7.2-7: Het monteren van een hulpmagneetje boven een KMZ10A.

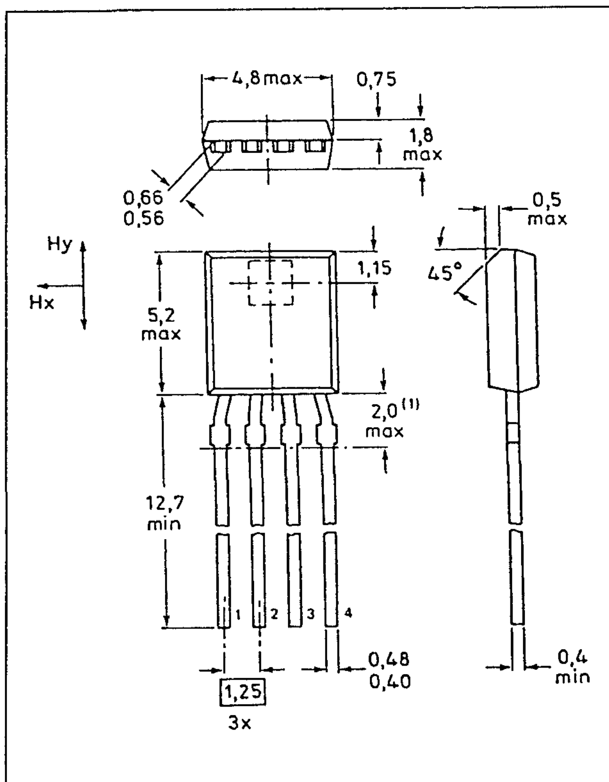
KMZ10B
universeel, 3,2 tot 4,8 mV/V per kA/m, SOT195

De KMZ10B is een universele magnetoresistieve sensor van Philips, waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

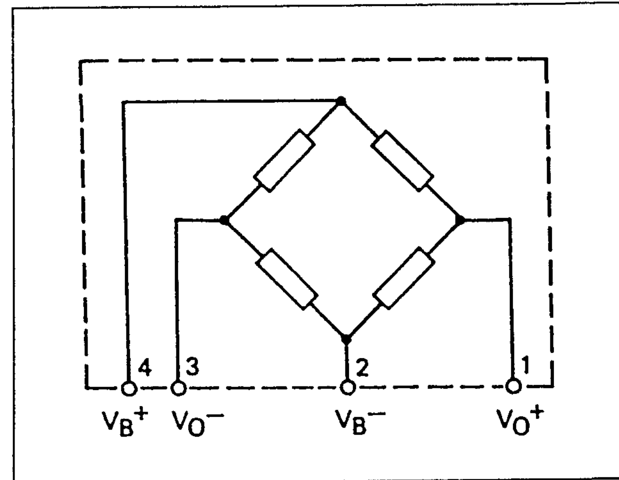
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT195, figuur 19/7.2-8
- aansluitgegevens: figuur 19/7.2-9
- voedingsspanning: 5 V
- richtingsgevoeligheid: zie H_x/H_y-diagram in figuur 19/7.2-8
- noodzakelijk hulpveld: 3,0 kA/m

7.2 Type-beschrijving

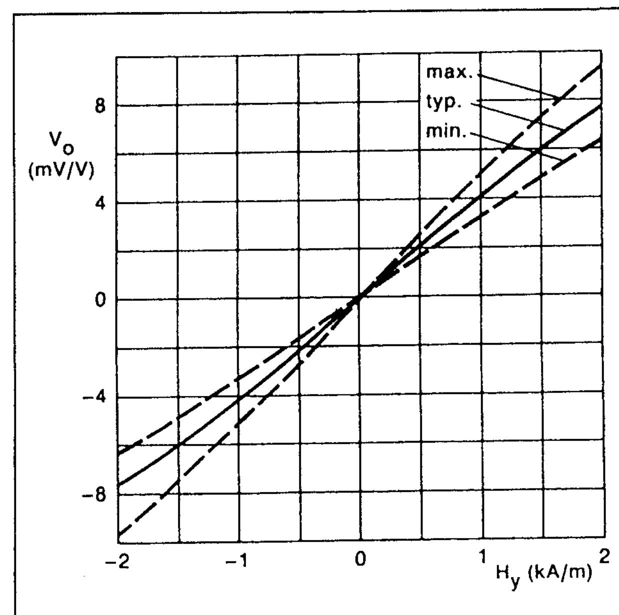
- meetbereik:
  +/-2,0 kA/m
- gevoeligheid:
  3,2 tot 4,8 mV/V per kA/m
- offset spanning:
  kleiner dan +/-1,5 mV/V
- brugweerstand:
  1,2 kΩ tot 2,2 kΩ
- vermogensdissipatie:
  120 mW max.
- a-lineariteit:
  - bereik +/-1,0 kA/m: 0,5 % FS
  - bereik +/-1,6 kA/m: 1,7 % FS
  - bereik +/-2,0 kA/m: 2,0 % FS
- maximale frequentie:
  1 MHz
- interne magneet:
  nee
- uitgangskarakteristiek:
  figuur 19/7.2-10



Figuur 19/7.2-8: Behuizing van de KMZ10B.



Figuur 19/7.2-9: Aansluitgegevens van de KMZ10B.



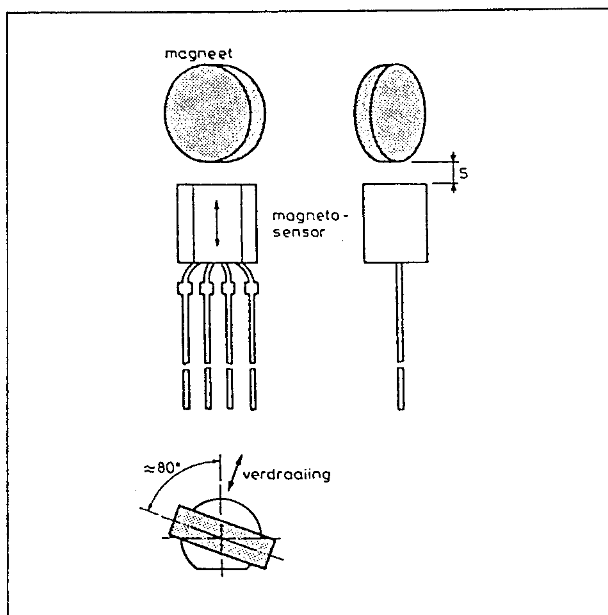
figuur 19/7.2-10: Uitgangskarakteristiek van de MKZ10B bij een hulpveld H_x van 3 kA/m.

Opstelling hulpmagneet

De KZM10B is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld H_x. In figuur 19/7.2-11 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferrox-

7.2 Type-beschrijving

dure en moet onder een hoek van 80° met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.



Figuur 19/7.2-11: Het monteren van een hulpmagneetje boven een KMZ10B.

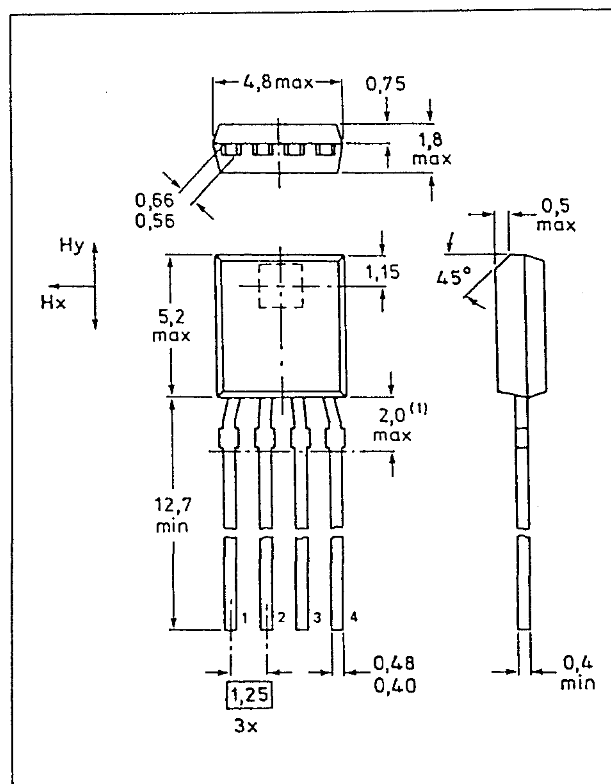
KMZ10C

universeel, 1,0 tot 3,0 mV/V per kA/m, SOT195

Ook de KMZ10C van Philips is een universele magneto-resistieve sensor waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

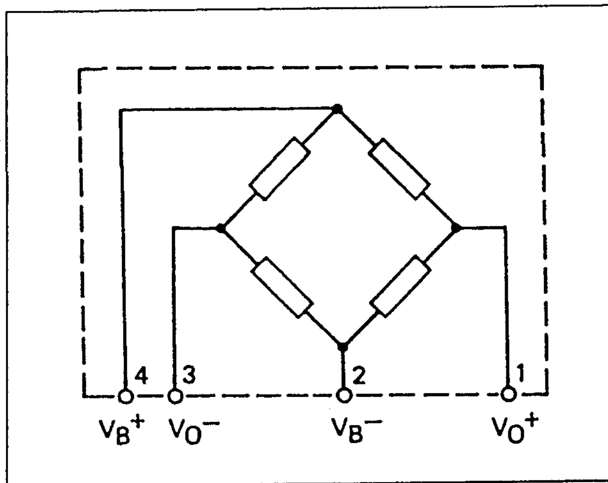
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT195, figuur 19/7.2-12
- aansluitgegevens: figuur 19/7.2-13
- voedingsspanning:
  5 V
- richtingsgevoeligheid:
  zie H_x/H_y-diagram in figuur 19/7.2-12
- noodzakelijk hulpveld:
  3,0 kA/m
- meetbereik:
  +/-7,5 kA/m
- gevoeligheid:
  1,0 tot 3,0 mV/V per kA/m
- offset spanning:
  kleiner dan +/-1,5 mV/V
- brugweerstand:
  1,0 kΩ tot 1,8 kΩ
- vermogensdissipatie:
  100 mW max.
- a-lineariteit:
  - bereik +/-3,75 kA/m: 0,8 % FS
  - bereik +/-6,0 kA/m: 2,4 % FS
  - bereik +/-7,5 kA/m: 2,7 % FS
- maximale frequentie:
  1 MHz
- interne magneet:
  nee
- uitgangskarakteristiek:
  figuur 19/7.2-14

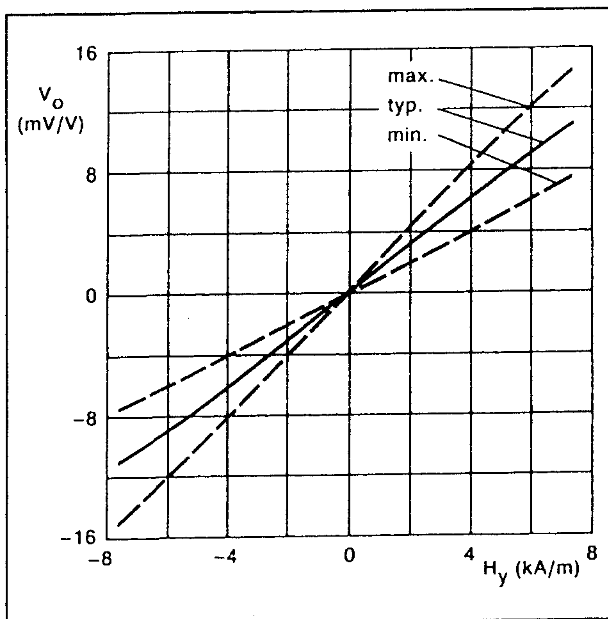


Figuur 19/7.2-12: Behuizing van de KMZ10C.

7.2 Type-beschrijving



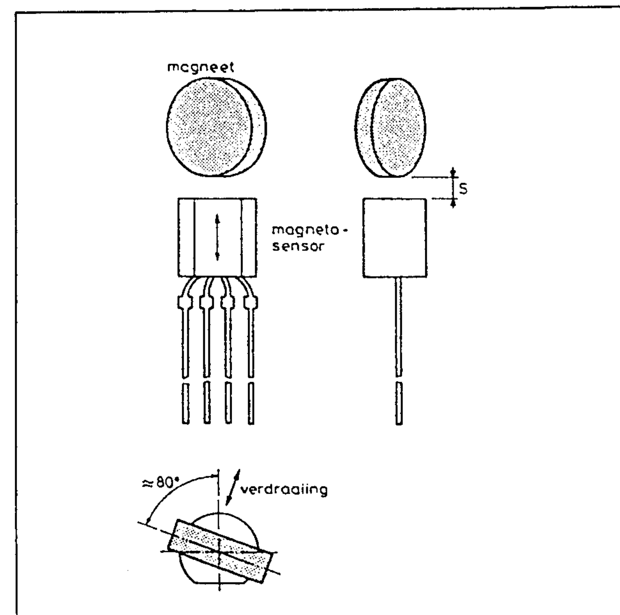
Figuur 19/7.2-13: Aansluitgegevens van de KMZ10C.



figuur 19/7.2-14: Uitgangskarakteristiek van de MKZ10C bij een hulpveld H_x van 3 kA/m.

Opstelling hulpmagneet

De KMZ10C is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld H_x. In figuur 19/7.2-15 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferroxdure en moet onder een hoek van 80° met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.



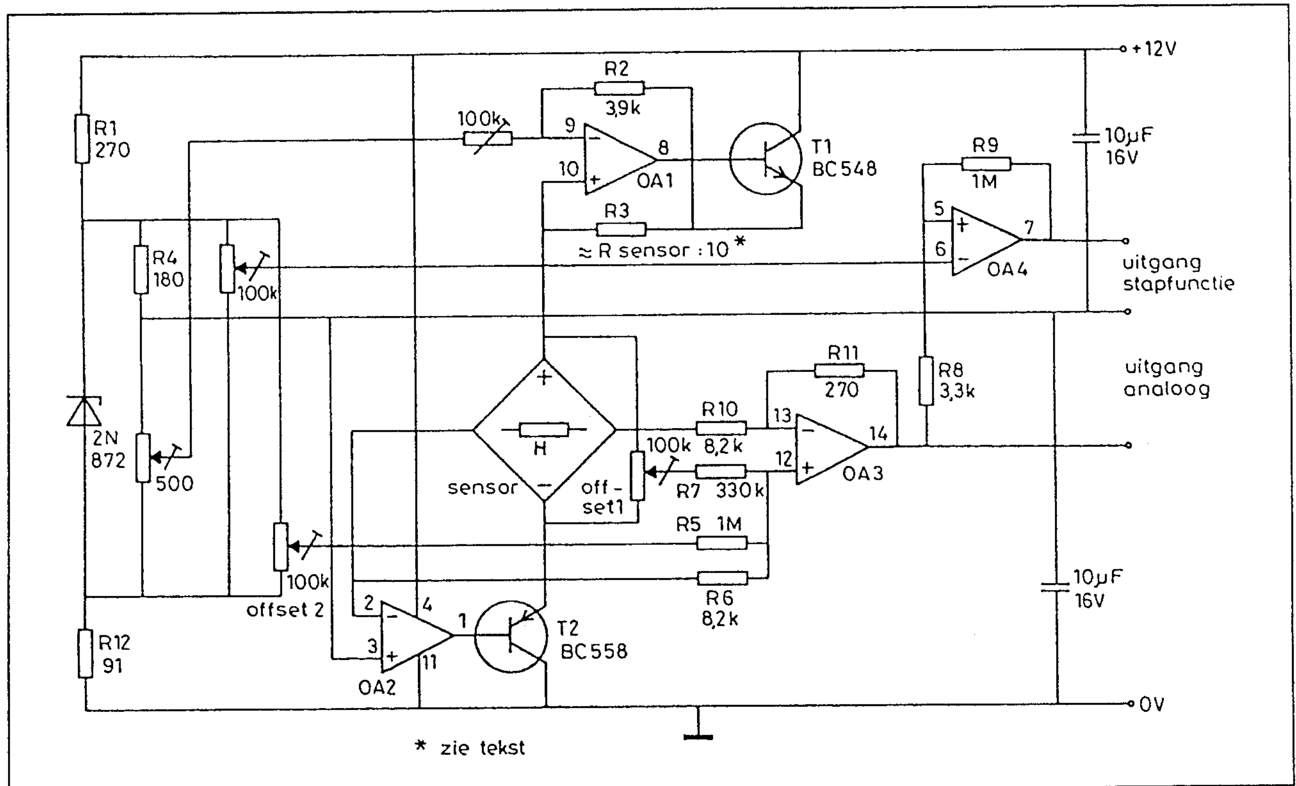
Figuur 19/7.2-15: Het monteren van een hulpmagneetje boven een KMZ10C.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/7.2-16:

In figuur 19/7.2-16 is een universele schakeling rond een KMZ10C getekend, geschikt voor het verwerken van het uitgangssignaal van de sensor. De uitgangsspanning van de magneto-resistieve sensor H wordt door opamp AO3 versterkt. De common mode rejectie wordt hierbij geleverd door de terugkoppeling met OA1. Deze trap levert een temperatuursafhankelijk spanningsbron voor de sensor. De weerstandswaarde van R3 kan worden berekend door de weerstand van de sensor te delen door tien: 120 Ω. De operationele versterker OA4 is als comparator geschakeld en vergelijkt de lineaire uitgangsspanning van OA3 met een referentiespanning. Deze kan ingesteld worden met behulp van de instelpotentiometer van 100 kΩ, geschakeld over de zenerdiode 2N872.

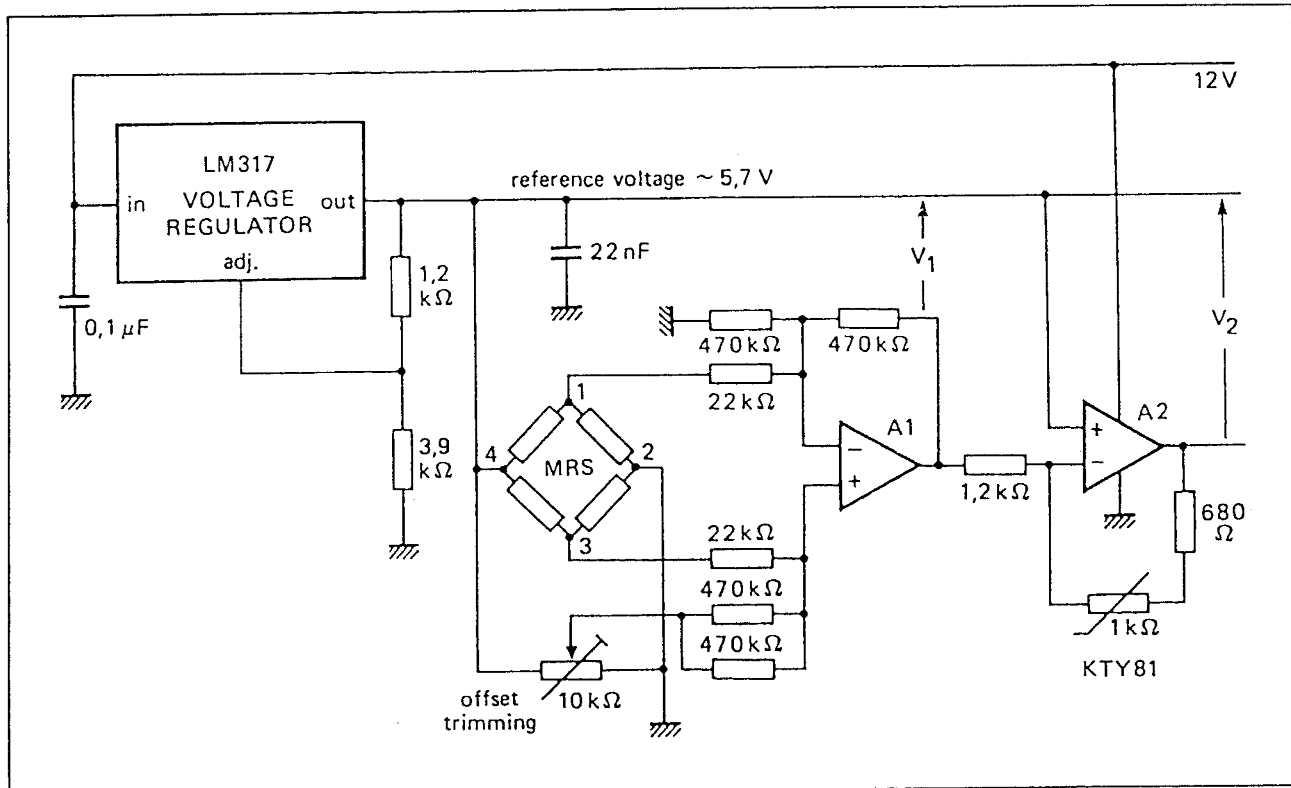
7.2 Type-beschrijving



Figuur 19/7.2-16: Een universele schakeling rond de KMZ10C.

- figuur 19/7.2-17:
In figuur 19/7.2-17 is een schakeling getekend die men kan gebruiken voor het meten van hoekverdraaiingen. Het uitgangssignaal van de sensor (MRS) wordt door een tweetraps versterker versterkt. In de terugkoppeling van de tweede trap rond A2 is een silicium temperatuursensor van het type KTY81 opgenomen. Deze compenseert de temperatuurscoëfficiënt van de magneto-resistieve sensor. De brug van de sensor wordt gevoed uit een referentiespanning van ongeveer 5,7 V, die wordt gegenereerd door een driepoot stabilisator van het type LM317 via een tegenkoppeling op een hogere uitgangsspanning in te stellen.
De invloed van de temperatuursensor blijkt uit de grafiek van figuur 19/7.2-18. Hierin wordt de uitgangsspanning V_1 van de eerste op-amp (niet-gecompenseerd) vergeleken met de uitgangsspanning V_2 van de tweede op-amp (wél gecompenseerd). Naast de goede werking van de compensatie blijkt uit deze grafiek dat de schakeling hoekverdraaiingen van +/-40° tamelijk lineair omzet in een spanning van +/-0,75 V.

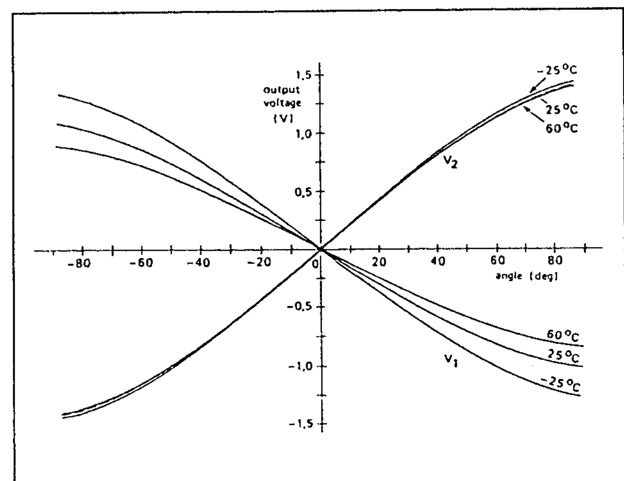
7.2 Type-beschrijving



Figuur 19/7.2-17: Een schakeling waarmee men met een KMZ10C-sensor hoekverdraaiingen tussen -40° en +40° in een gelijkspanning kan omzetten.

ZMC10
stroomsensor, +/-10 A, 0,5 mV/V per kA/m, DIL-14

Deze sensor van Zetex is ontwikkeld voor het contactloos meten van stroom. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld H_X aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.



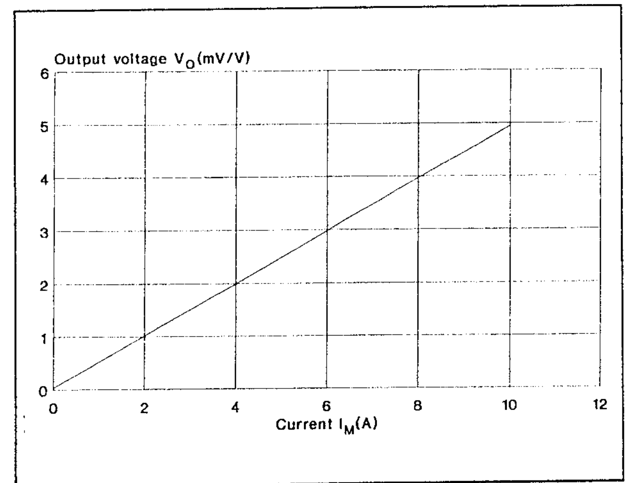
Figuur 19/7.2-18: Uitgangskarakteristiek van de schakeling van figuur 19/7.2-17.

Technische gegevens

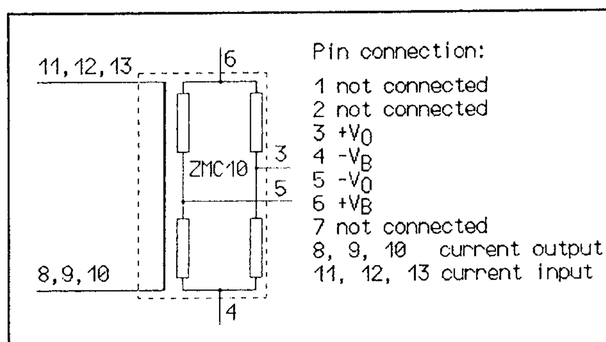
- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  DIL-14
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-19
- voedingsspanning:
  12 V max.
- stroombereik:
  +/-10 A

7.2 Type-beschrijving

- piekstroom
  300 A voor 10 ms
- stroomsensor weerstand:
  0,7 mΩ typisch
- isolatie:
  2 kV min.
- gevoeligheid:
  0,5 mV/V per kA/m
- offsetspanning:
  +/-2,0 mV/V max.
- brugweerstand:
  1,2 kΩ tot 2,2 kΩ
- frequentie:
  100 kHz max.
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-20



Figuur 19/7.2-20: Uitgangskarakteristiek van de ZMC10.



Figuur 19/7.2-19: Aansluitgegevens van de ZMC10.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/7.2-21:

Standaard schakeling voor het verwerken van de uitgangsspanning van de ZMC10. De ene diagonaal van de brug is aangesloten op de voedingsspanning. De andere diagonaal gaat naar een verschilversterker, die het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 5 omzet in een unipolaire spanning, gerefereerd naar de massa. Via de spanningsdeler R1, P1 en R2 kan men een offsetspanning aan de niet-inverterende ingang van de opamp toevoeren. Hiermee kan men het referentie nulpunt van de uitgangsspanning instellen.

ZMC20

stroomsensor, +/-20 A, 0,25 mV/V per kA/m, DIL-14 speciaal

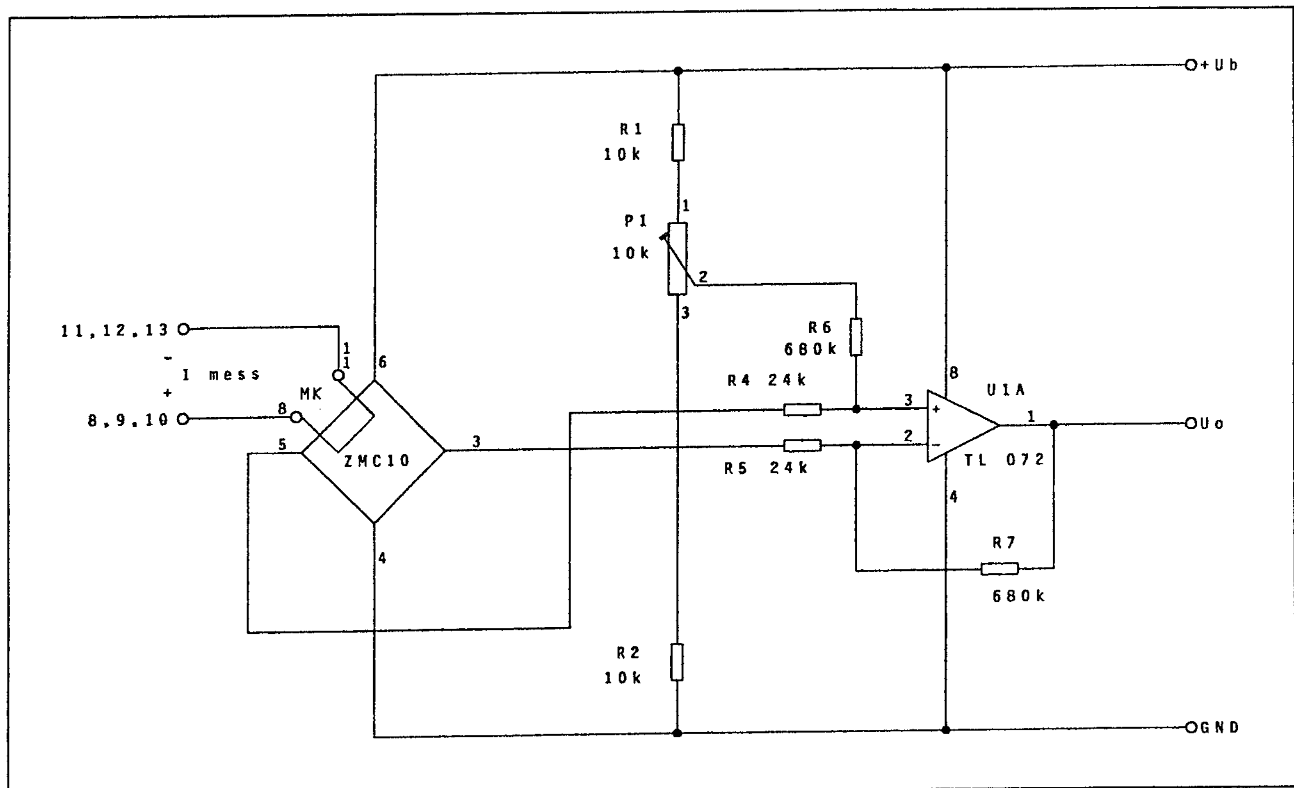
Ook deze sensor van Zetex is ontwikkeld voor het contactloos meten van stroom. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld H_X aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.

Technische gegevens

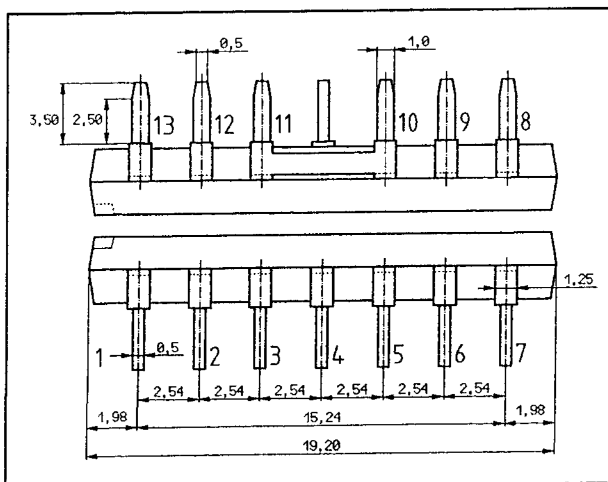
- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  DIL-14 speciaal, zie figuur 19/7.2-22
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-23
- voedingsspanning:
  12 V max.
- stroombereik:
  +/-20 A
- piekstroom
  300 A voor 10 ms
- stroomsensor weerstand:
  0,7 mΩ typisch

7.2 Type-beschrijving

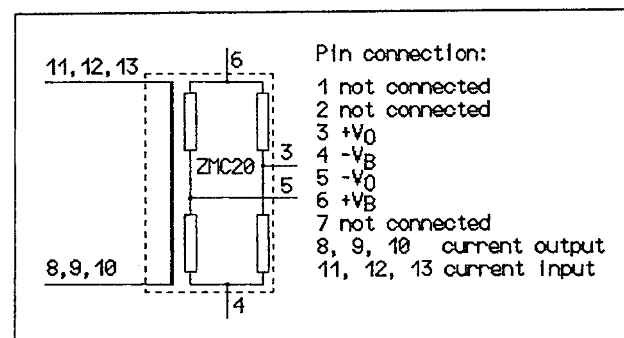
- isolatie:
  2 kV min.
- gevoeligheid:
  0,25 mV/V per kA/m
- offsetspanning:
  +/-2,0 mV/V max.
- brugweerstand:
  1,2 kΩ tot 2,2 kΩ
- frequentie:
  100 kHz max.
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-24



Figuur 19/7.2-21: Een voorbeeld-schakeling met de ZMC10.

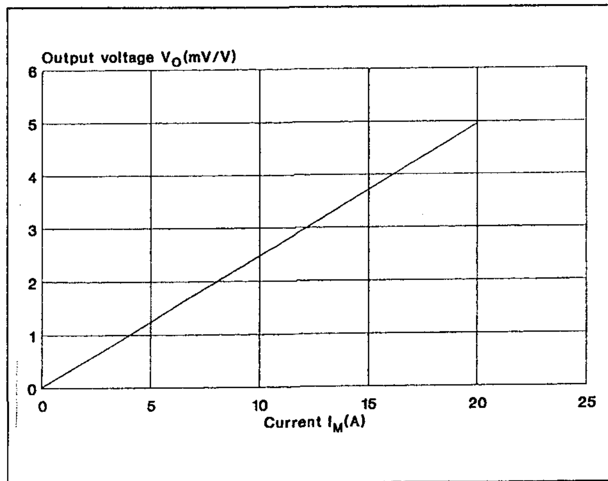


Figuur 19/7.2-22: Behuizing van de ZMC20.



Figuur 19/7.2-23: Aansluitgegevens van de ZMC20.

7.2 Type-beschrijving

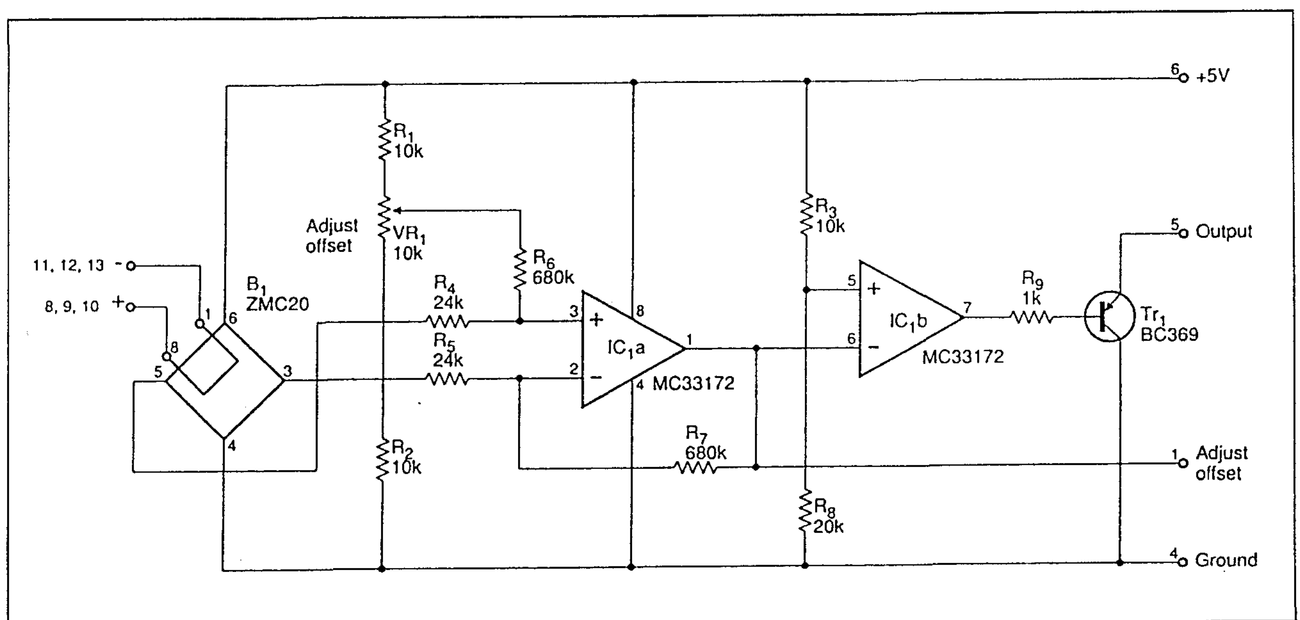


Figuur 19/7.2-24: Uitgangskarakteristiek van de ZMC20.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/7.2-25:

In figuur 19/7.2-25 is een schema getekend, waarbij een ZMC20 wordt gebruikt voor het bewaken van de grootte van de stroom die door een geleider vloeit. De geleider wordt onderbroken en aangesloten tussen de pennen 11-12-13 en 8-9-10 van de sensor. De ene tak van de brug van de sensor wordt rechtstreeks tussen de massa en de voedingsspanning aangesloten, de tweede tak gaat naar een als verschilversterker geschakelde operationele versterker IC1a. De uitgang van deze versterker gaat naar een tweede op-amp, geschakeld als comparator. De uitgangsspanning van de eerste op-amp wordt vergeleken met een drempelspanning, instelbaar met de spanningsdeler R3/R8. Als de stroom door de geleider boven een bepaalde waarde stijgt klapt de comparator om en stuurt de uitgangstransistor Tr1 in geleiding. Deze kan gebruikt worden voor het inschakelen van een relais of een alarm. Via uitgang 1 kan men de offset van de eerste operationele versterker afregelen. Men sluit een V-meter aan tussen dit punt en de massa en verdraait de loper van VR1 tot de spanning 0 V is. De schakeling reageert binnen 3 μs op een situatie van het vloeien van een te grote stroom door de te bewaken geleider.



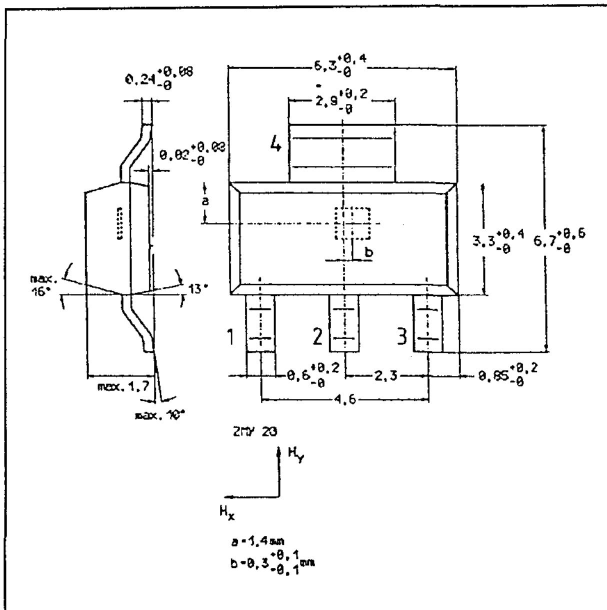
Figuur 19/7.2-25: Het bewaken van de grootte van een stroom met een ZMC20.

7.2 Type-beschrijving

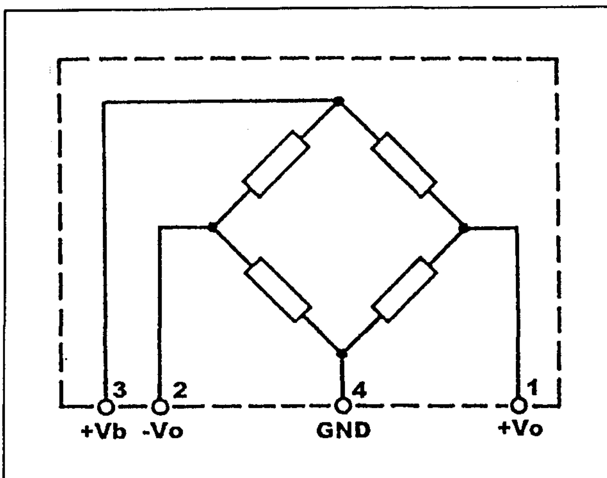
ZMY20

universeel, 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

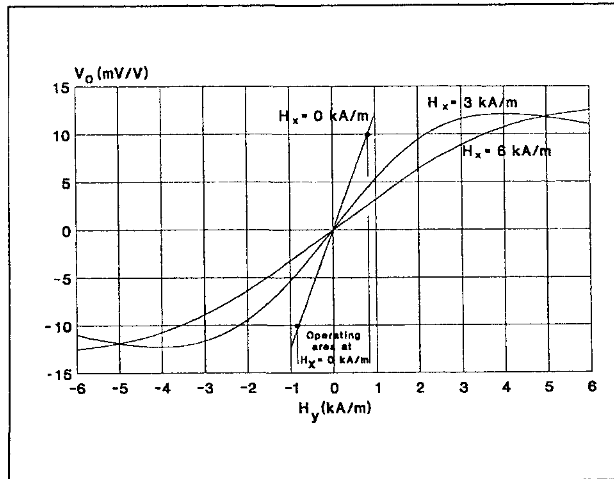
Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het H_x-veld loopt horizontaal.



Figuur 19/7.2-26: Behuizing van de ZMY20.



Figuur 19/7.2-27: Aansluitgegevens van de ZMY20.



Figuur 19/7.2-28: Uitgangskarakteristiek van de ZMY20.

Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  SOT-223S, SMD, zie figuur 19/7.2-26
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-27
- voedingspanning:
  12 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  1,2 kΩ tot 1,7 kΩ
- offsetspanningen:
  +/-1,0 mV/V
- gevoeligheid:
  3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  16 tot 24 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  vertikaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-28

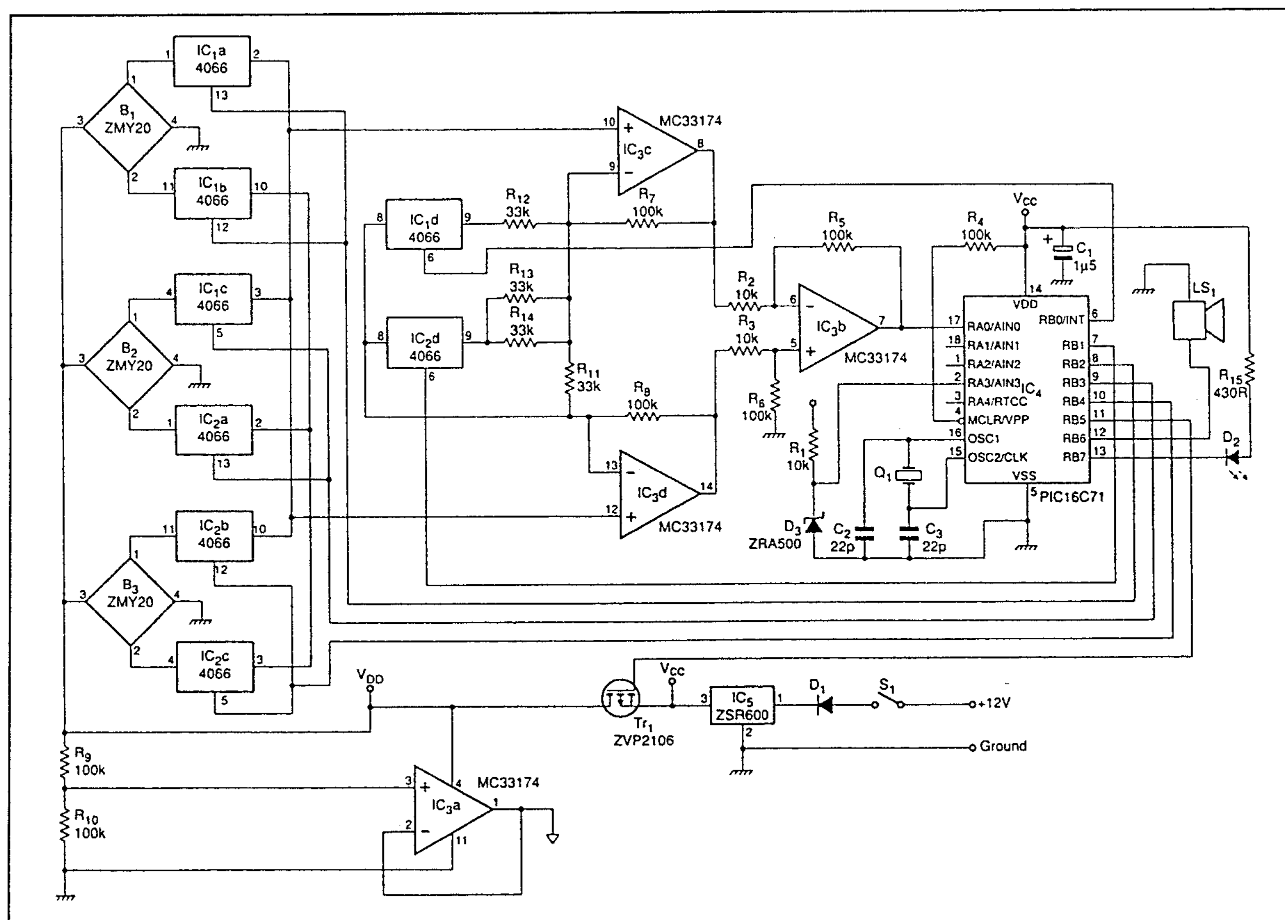
Voorbeeld-schakeling

- Figuur 19/7.2-29:

Figuur 19/7.2-29 geeft een uitgebreide schakeling, waarin drie sensoren van het type ZMY20 worden toegepast om kleine veran-

7.2 Type-beschrijving

deringen in het aardmagnetisch veld te detecteren. Een dergelijke schakeling kan worden toegepast om de verplaatsing van voorwerpen te detecteren. De drie sensoren moeten in een assenstelsel worden opgenomen, waarbij de drie gevoelige H_y-assen van de sensoren onderling loodrecht op elkaar staan. De schakeling word gecontroleerd door een microcontroller met ingebouwd EPROM van het type PIC16C71. In de EPROM moet een klein programmaatje worden opgenomen dat er voor zorgt dat de schakeling zichzelf calibreert bij het inschakelen. Dat wil zeggen dat op dat moment de drie waarden van het magnetisch veld worden gemeten en via de in de PIC ingebouwde ADC worden opgeslagen in het geheugen. Nadien worden de drie sensoren via een multiplexer-schakeling, samengesteld uit de analoge schakelaars van het type 4066, een na een afgetast. De gemeten waarden van het veld worden vergeleken met de drie initialisatie-waarden die in het geheugen zijn opgeslagen.
Wijkt een van de waarden af, dan zal de PIC-controller via zijn uitgang RB6 een alarm aansturen.



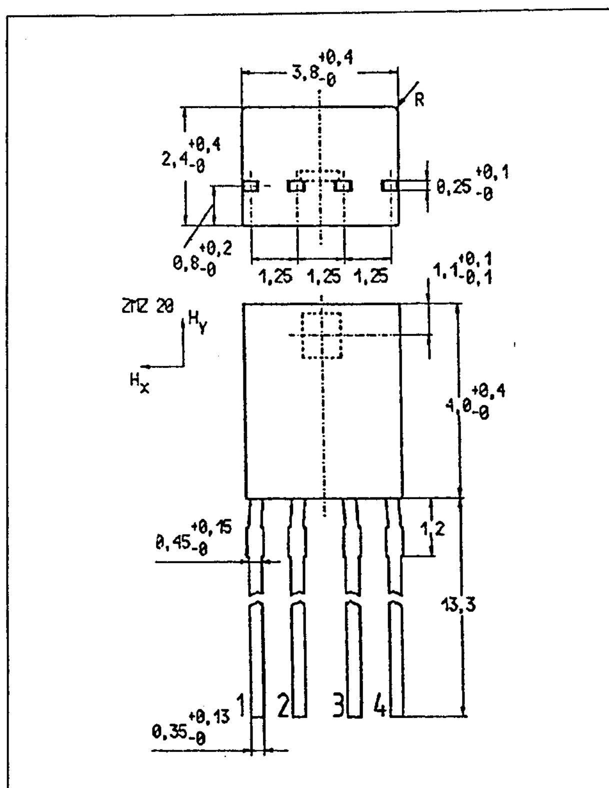
Figuur 19/7.2-29: Het meten van variaties in het aardmagnetisch veld.

7.2 Type-beschrijving

ZMY20M

universeel, 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat een interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het H_x-veld loopt horizontaal.



Figuur 19/7.2-30: Behuizing van de ZMZ20.

Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  SOT-223S, SMD, zie figuur 19/7.2-26
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-27
- voedingspanning:
  12 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  1,2 kΩ tot 1,7 kΩ
- offsetspanningen:
  +/-1,5 mV/V
- gevoeligheid:
  3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  12 tot 22 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  vertikaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-28

ZMZ20

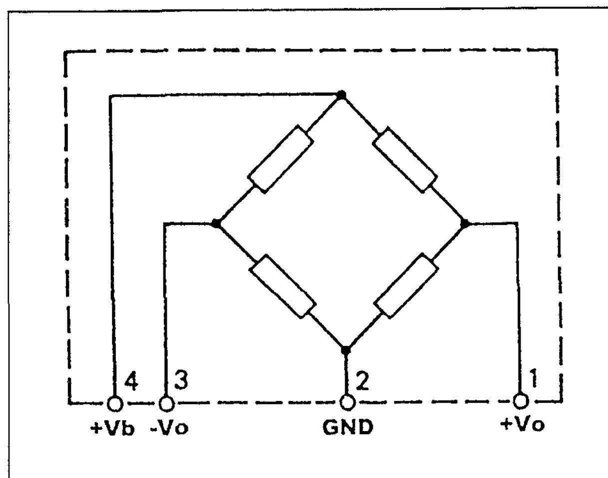
universeel, 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m, E-line

Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vier-pens E-line behuizing en bevat géén interne magneet voor het genereren van hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het H_x-veld loopt horizontaal.

Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  E-line, figuur 19/7.2-30
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-31
- voedingspanning:
  12 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  1,2 kΩ tot 1,7 kΩ
- offsetspanningen:
  – +/-1,0 mV/V
- gevoeligheid:
  3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  16 tot 24 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  vertikaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-32

7.2 Type-beschrijving

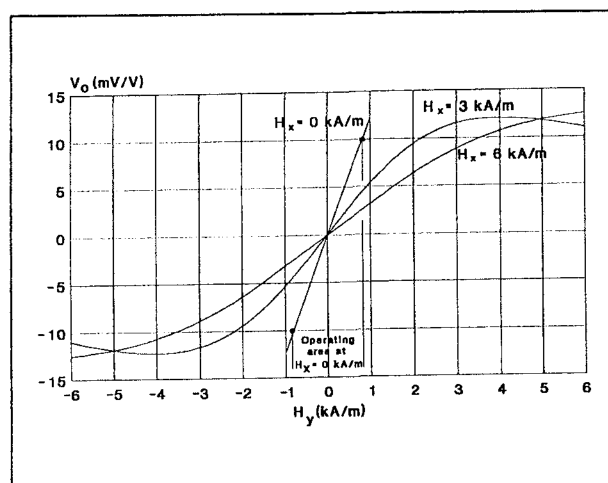


Figuur 19/7.2-31: Aansluitgegevens van de ZMZ20.

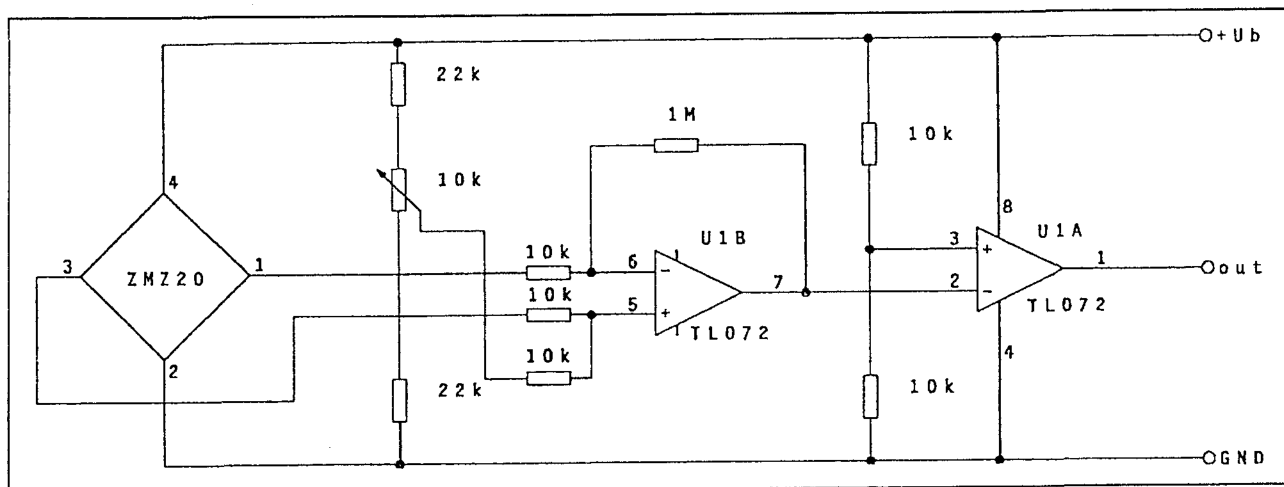
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/7.2-33:

In figuur 19/7.2-33 is een schema getekend, waarmee men het uitgangssignaal van een ZMZ20 digitaal kan verwerken. De ene tak van de brug van de sensor wordt rechtstreeks aangesloten tussen de massa en de voedingsspanning. De tweede tak van de brug gaat naar een eenvoudige verschilversterker rond U1B. Op de niet-inverterende ingang wordt via de potentiometer van 10 kΩ een hulpspanning aangelegd om de uitgangsspanning van de versterker geschikt te maken voor verwerking door de als comparator geschakelde U1A. De uitgangsspanning van de eerste trap wordt aangeboden aan de inverterende ingang en vergeleken met een referentiespanning die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. De uitgang van U1A zal dus ofwel gelijk zijn aan 0 V of wel gelijk zijn aan de waarde van de voedingspanning.



Figuur 19/7.2-32: Uitgangskarakteristiek van de ZMZ20.



Figuur 19/7.2-33: Het digitaal verwerken van het uitgangssignaal van een ZMZ20 sensor.

7.2 Type-beschrijving

- figuur 19/7.2-34:

Figuur 19/7.2-34 geeft een schakeling waarmee het uitgangssignaal van een ZMZ20 sensor analoog verwerkt kan worden. Het uitgangssignaal van de ene tak van de brug in de sensor wordt aangeboden aan een uitgebreide differentiële versterker. Deze is samengesteld uit de operationele versterkers U1B, U1C en U1D.

In deze schakeling moeten 1 % weerstanden worden toegepast. De functie van deze schakeling is het differentiële uitgangssignaal van de sensor te herleiden naar een signaal dat gerefereerd is ten opzichte van de massa. Dit signaal wordt nadien nog eens gebufferd in de op-amp U1A en staat met een zeer lage uitgangsimpedantie ter beschikking.

ZMZ20M

universeel, 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m, E-line

Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vier-pens E-line behuizing en bevat een interne magneet voor het genereren van het hulpveld.

De gevoeligheidsrichting van het H_x-veld loopt horizontaal.

Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  E-line, figuur 19/7.2-30
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-31
- voedingspanning:
  12 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  1,2 kΩ tot 2,2 kΩ
- offsetspanningen:
  - +/-1,5 mV/V
- gevoeligheid:
  3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  12 tot 22 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  vertikaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-32

ZMY30

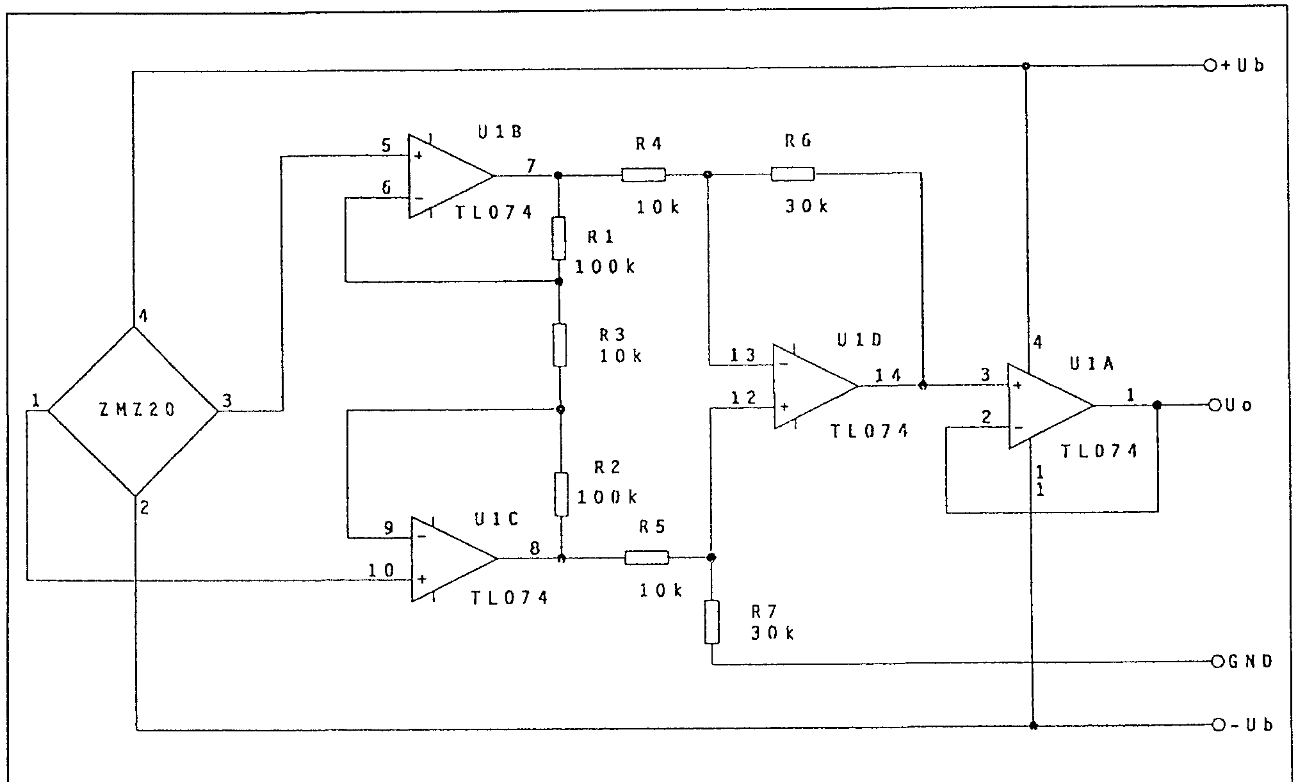
universeel, 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m, E-line

Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het H_x-veld loopt vertikaal.

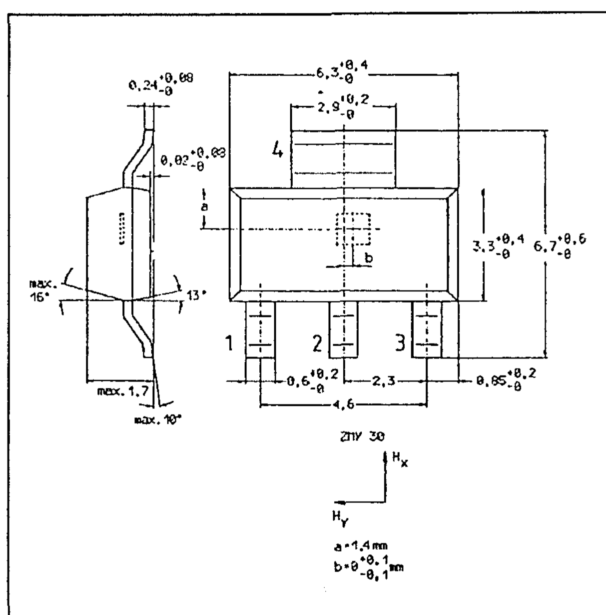
Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  SOT-223S, SMD, zie figuur 19/7.2-35
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-36
- voedingspanning:
  15 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  2,0 kΩ tot 4,0 kΩ
- offsetspanningen:
  +/-1,0 mV/V
- gevoeligheid:
  2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  12 tot 20 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  horizontaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-37

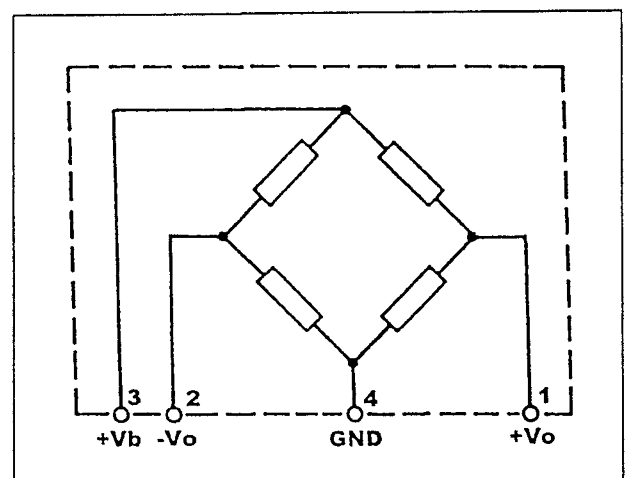
7.2 Type-beschrijving



Figuur 19/7.2-34: Het analoog verwerken van het uitgangssignaal van een ZMZ20 sensor.

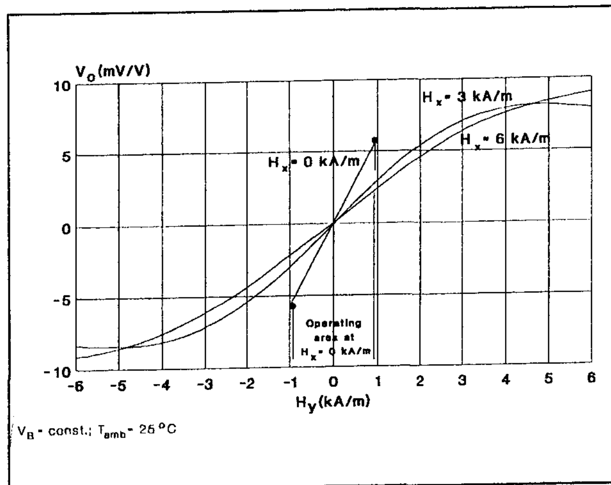


Figuur 19/7.2-35: Behuizing van de ZMY30.



Figuur 19/7.2-36: Aansluitgegevens van de ZMY30.

7.2 Type-beschrijving



Figuur 19/7.2-37: Uitgangskarakteristiek van de ZMY30.

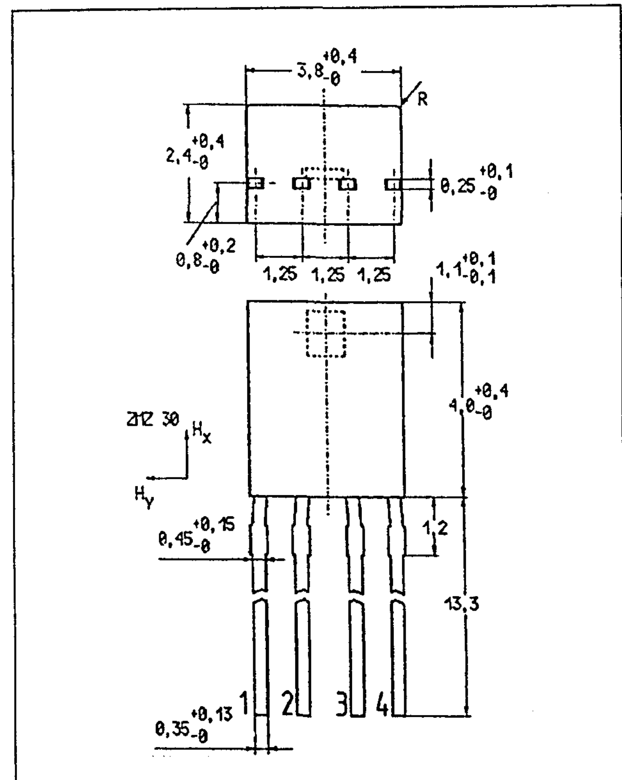
ZMZ30

universeel, 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m, E-line

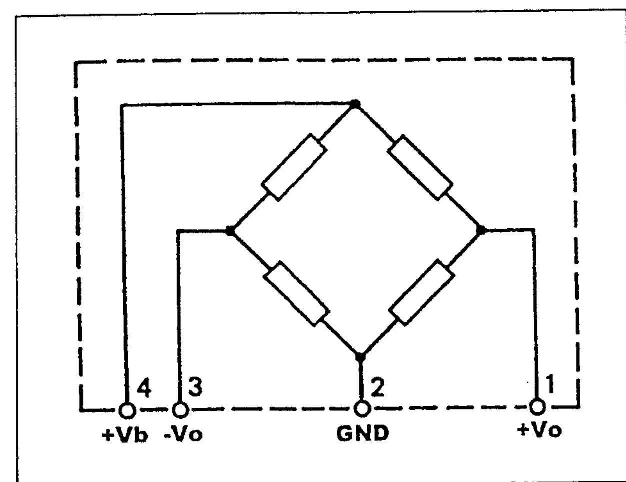
Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vier-pens E-line behuizing en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het Hx-veld loopt vertikaal.

Technische gegevens

- fabrikant:
  Zetex
- behuizing:
  E-line, figuur 19/7.2-38
- aansluitgegevens:
  figuur 19/7.2-39
- voedingspanning:
  15 V max.
- vermogen:
  120 mW max.
- brugweerstanden:
  1,2 kΩ tot 4,0 kΩ
- offsetspanningen:
  +/-1,0 mV/V
- gevoeligheid:
  2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning:
  12 tot 20 mV/V
- frequentie:
  1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld:
  horizontaal
- transferkarakteristiek:
  figuur 19/7.2-40

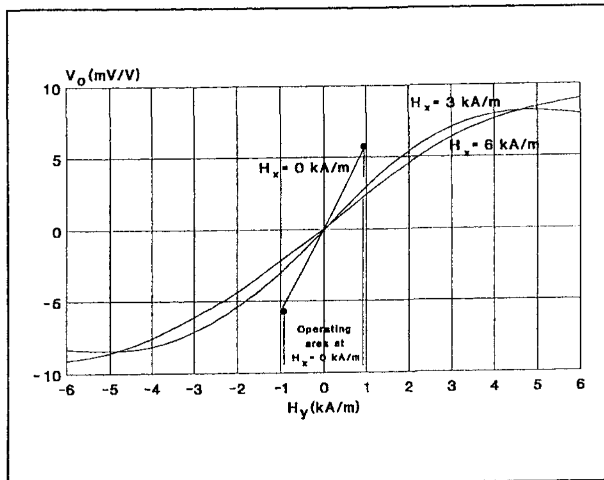


Figuur 19/7.2-38: Behuizing van de ZMZ30.



Figuur 19/7.2-39: Aansluitgegevens van de ZMZ30.

7.2 Type-beschrijving



Figuur 19/7.2-40: Uitgangskarakteristiek van de ZMZ30.

7.2 Type-beschrijving

19/8

Gas-sensoren

Inhoud

19/8.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Koolstofmonoxyde in de atmosfeer

Verontreinigingen in de lucht onder de vorm van gassen bepalen voor een groot deel de gezondheid van de bewoners van de planeet aarde. Een van de gevaarlijkste gassen is koolstofmonoxyde CO. Dit gas komt vrij bij onvolledige verbranding van organische materialen zoals steenkool en aardolie. Het grote gevaar van dit gas is dat het reuk- en kleurloos is en dus niet wordt opgemerkt door de zintuigen. Het CO-gas bindt zich zeer gemakkelijk aan de hemoglobine die in het bloed zit en verhindert daardoor de normale opname van zuurstof door het bloed. De gevolgen van koolstofmonoxyde-vergiftiging zijn misselijkheid bij zeer kleine concentraties tot dodelijke verstikking bij hoge concentraties.

In de grafiek van figuur 19/8.1-1 zijn de gevolgen van het inademen van met koolstofmonoxyde verontreinigde lucht getekend. De grafiek geeft het verband tussen de inademingsduur (horizontaal) en de mate waarin CO in het hemoglobine wordt opgenomen (vertikaal) voor verschillende CO-concentraties in de lucht. Bij een concentratie van slechts 1 % zal na vier uur alle hemoglobine in het bloed zich met CO in plaats van met zuurstof verbinden! Het bloed is dan absoluut niet meer in staat zuurstof op te nemen met als gevolg de dood.
Zelfs bij een CO-concentratie van 0,05 % treedt na vier uur bewusteloosheid en coma op.

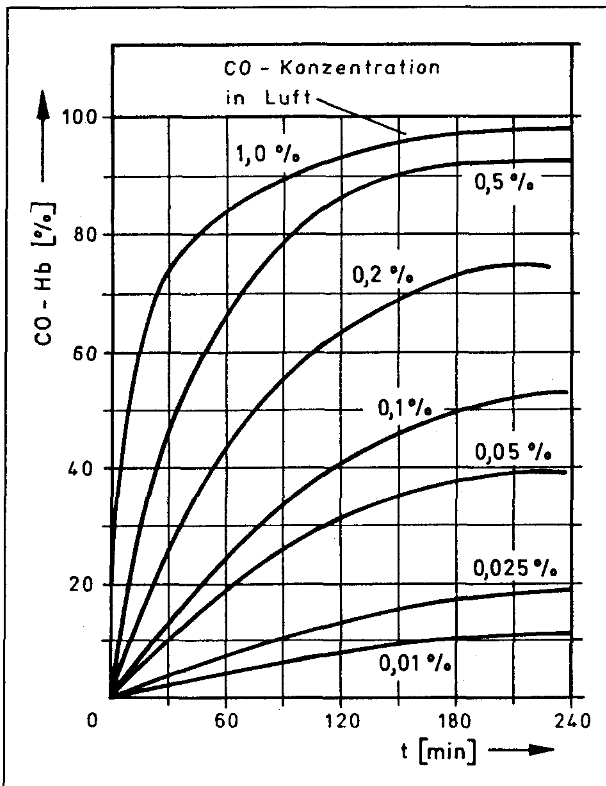
Alarmsystemen

In omgevingen waar gevaar bestaat voor CO-verontreiniging van de lucht, zoals mijngangen, garages, motorcompartimenten van schepen, met steenkoolkachels gestookte ruimtes, etc, is het dus van groot belang alarmsystemen te installeren die de concentratie van CO in de lucht kunnen meten.

Andere gassen

Behalve koolstofmonoxyde zijn er nog andere gassen, die bij een te grote concentratie schadelijk voor de gezondheid zijn. Een van de gassen die tegenwoordig volop in de belangstelling staat in ozon.
Ozon ontstaat bijvoorbeeld bij elektrische ontladingen door de lucht, waarbij een normaal zuurstofatoom O_2 wordt omgezet in een isotoop-atoom O_3. Dit ozon-gas werkt zeer oxyderend en reactief. Die (onzichtbare) ontladingen ontstaan bijvoorbeeld in copieermachines, laserprinters en monitoren. In kantoorruimtes waar veel van dergelijke apparaten aanwezig zijn kan de ozonconcentratie tot onaanvaardbare hoogte oplopen.
Maar daarnaast zijn er tal van andere gassen die ongewenst, schadelijk of brandbaar zijn en waarvan men dus graag de concentratie wil meten, zoals:
- koolstofdioxide (CO_2);
- prophaan;
- buthaan;
- methaan;
- alcohol;
- waterstof;
- ethanol.

8.1 Achtergrond-informatie



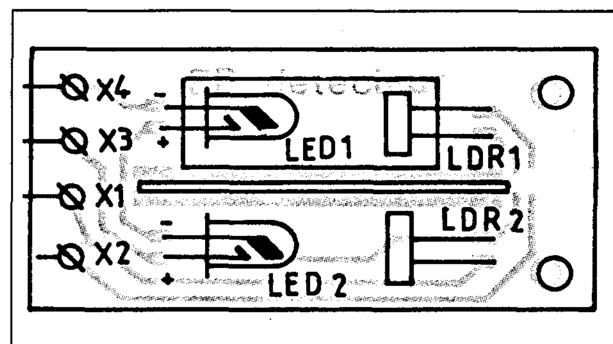
Figuur 19/8.1-1: De lichamelijke gevolgen van vergiftiging door koolstofmonoxyde.

Drie verschillende sensor-systemen
Voor al deze gassen zijn sensor-systemen ontwikkeld.
Deze systemen kunnen in drie groepen ingedeeld worden:

- Optische sensoren
  Deze zijn alleen bruikbaar voor het detecteren van grote concentraties van zichtbare gassen, zoals rook.
- Ionisatiekamers
  Deze reeds tientallen jaren bestaande detectie-systemen zijn ook bedoeld voor het signaliseren van de aanwezigheid van rook, maar zijn veel gevoeliger dat de optische systemen.
- *Taguchi-sensoren*
  Deze sensoren zijn bruikbaar voor het detecteren van onzichtbare gassen en werken op halfgeleidende basis. Maar daarnaast zijn deze sensoren ook uitstekend geschikt voor de detectie van rookgassen.

Optische detectoren

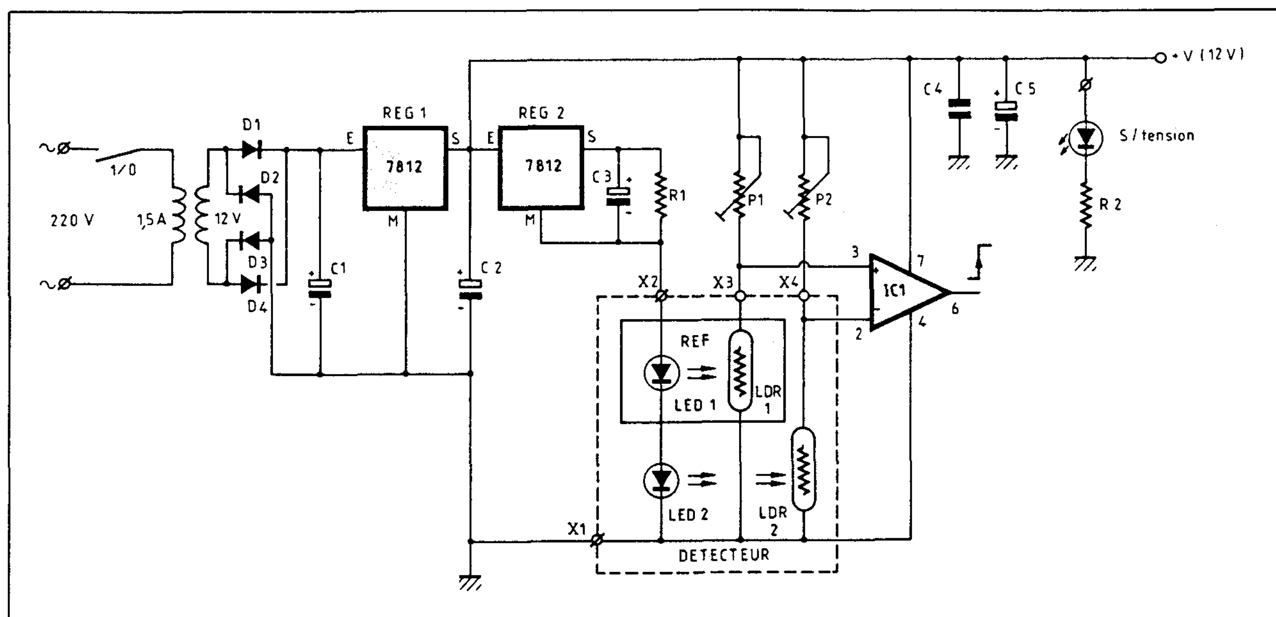
Principe
Deze detectoren vergelijken de lichtdoorlaatbaarheid van normale lucht met deze van de verontreinigde lucht. Uiteraard moet hierbij rekening worden gehouden met de omgevingsintensiteit.



Figuur 19/8.1-2: Het principe van een optische rookdetector.

Het principe van een dergelijk systeem is getekend in figuur 19/8.1-2. Twee volledig identieke LED's en twee volledig identieke LDR's (of foto-dioden) worden op een printje gemonteerd. De afstanden tussen de LED's en de LDR's worden heel nauwkeurig aan elkaar gelijk gemaakt. Over een van de combinaties LED + LDR wordt een glazen buisje gemonteerd en wel zo dat de ruimte in het buisje volledig luchtdicht is afgesloten. Als er geen rook in de lucht is, zal het licht van beide LED's *met identieke intensiteit op de LDR's* invallen. De weerstanden van deze onderdelen zijn dan ook identiek. Is er echter rook in de lucht aanwezig, dan zal het licht van LED2 voor een deel door de rook geabsorbeerd worden, waardoor de weerstand van LDR2 groter wordt dan deze van LDR1. De tweede combinatie LED1 + LDR1 blijft natuurlijk zuivere lucht meten.

8.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/8.1-3: Een praktische schakeling met een optische rookdetector.

Het weerstandsverschil tussen beide LDR's kan op een heel eenvoudige manier worden gemeten. Het zal duidelijk zijn dat de gevoeligheid van dergelijke systeem niet erg groot is. Er moet al heel wat rook in de lucht aanwezig zijn alvorens dit optisch gedetecteerd kan worden.

Detector-schakeling

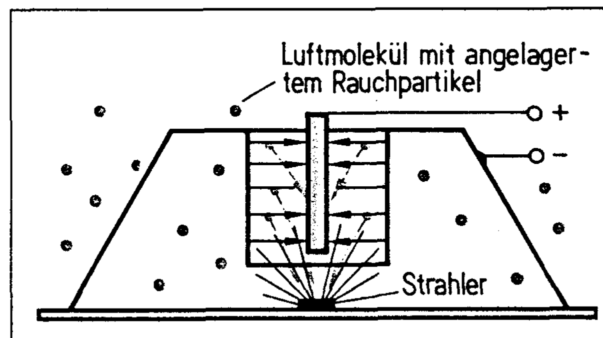
In figuur 19/8.1-3 is een praktische schakeling getekend rond het systeem van figuur 19/8.1-2.

De twee LED's worden door middel van de als constante stroombron geschakelde 7812 (REG2) gevoed uit een spanning van 12 V. De LDR's worden met voorschakelweerstanden gevoed uit +12 V. De spanningen op de knooppunten worden vergeleken in een comparator.

Ionisatiekamers

Werking

Een ionisatiekamer is in wezen niets anders dan een kleine condensator, die op een speciale manier samengesteld is.



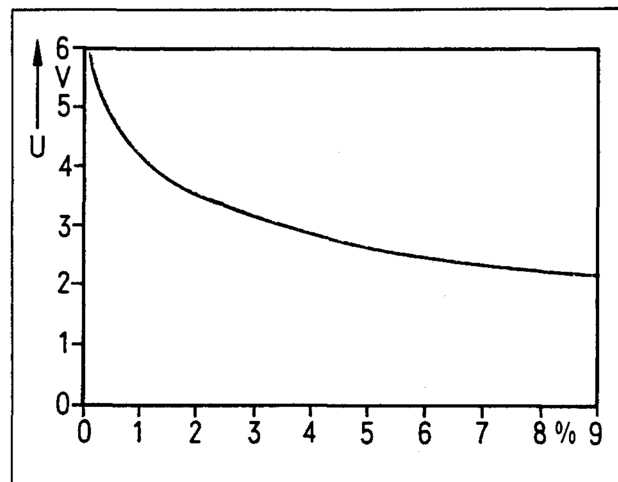
Figuur 19/8.1-4: Een doorsnede door een ionisatiekamer.

In figuur 19/8.1-4 is een doorsnede getekend door zo'n kamer. Eén elektrode van de condensator bestaat uit een dun metalen staafje. De tweede elektrode is cylindervormig rond de centrale elektrode opgesteld. Deze cylindervormige elektrode is gemaakt van geperforeerde metaalplaat, zodat de lucht tussen de elektroden kan stromen. De lucht tussen de twee elektroden vormt uiteraard het diëlektricum van de condensator. Onder de condensator is een klein radioactief preparaatje opgesteld. Dit straalt de lucht tussen de twee elektroden aan. Sommige atomen in de luchtmoleculen in het diëlektricum wor-

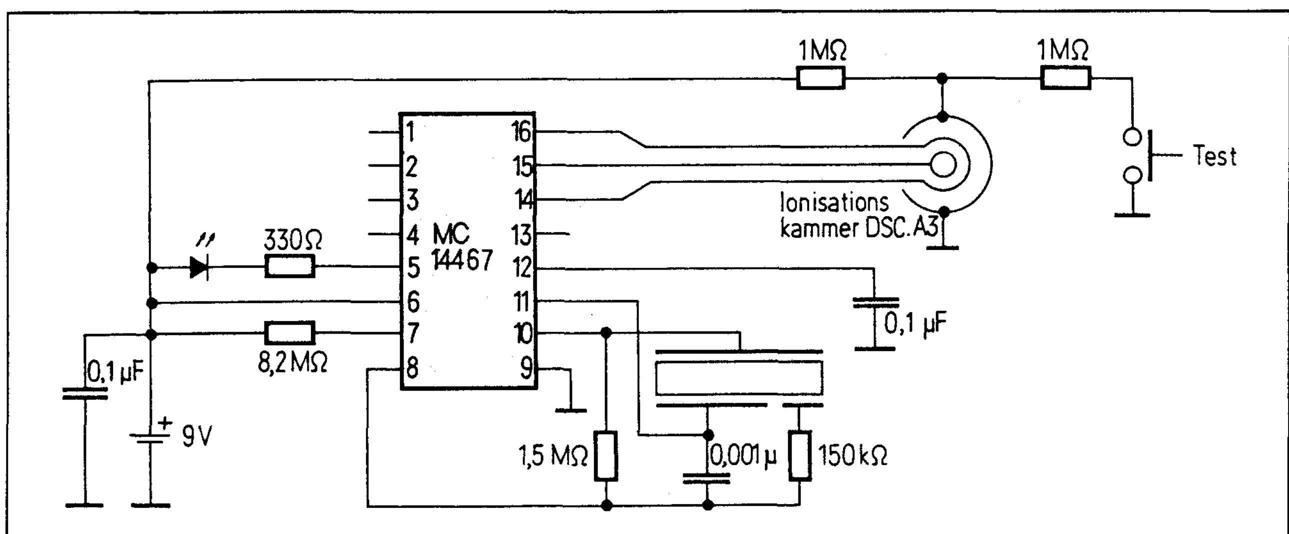
8.1 Achtergrond-informatie

den door deze straling geïoniseerd. Het atoom vervalt dus in negatief geladen vrije elektronen en positief geladen ionen. Legt men nu over de condensator een kleine gelijkspanning aan, dan zullen de vrije elektronen door de positieve plaat worden aangetrokken en de positieve ionen door de negatieve plaat.
Er ontstaat dus een kleine stroom, die in de grootte-orde ligt van 10 tot 30 pA. De grootte van deze stroom is niet alleen afhankelijk van de intensiteit van de straling, maar ook van de beweeglijkheid van elektronen en ionen tussen beide platen. Als de lucht verontreinigd wordt door zware rookdeeltjes zal deze beweeglijkheid gaan dalen. De ionen en elektronen botsen nu immers tegen deze grote, zware deeltjes, waardoor zij zigzag gaan bewegen en de afgelegde weg toeneemt. Het gevolg is dat de stroom daalt. Deze zeer kleine stroomdaling kan gedetecteerd worden. Dit gebeurt door de ionisatiekamer, samen met een serieweerstand, over een gelijkspanning aan te sluiten. De spanningsval over de weerstand is dan uiteraard een maat voor de ionisatiestroom. Omdat de impedantie van de ionisatiekamer heel erg hoog is, moet ook de serieweerstand zeer groot zijn.

Vaak gebruikt men een weerstand van niet minder dan 300 GΩ, die in de meeste gevallen in de ionisatiekamer geïntegreerd wordt. Ionisatiekamers zijn zeer gevoelig, hetgeen blijkt uit de grafiek van figuur 19/8.1-5. Zelfs bij een rookconcentratie in de lucht van slechts 1 %, valt de spanning op het knooppunt tussen ionisatiekamer en serieweerstand enige volt terug.



Figuur 19/8.1-5: Uit deze grafiek kan men een idee krijgen van de gevoeligheid van een ionisatiekamer.



Figuur 19/8.1-6: Een branddetector met een IC dat speciaal ontwikkeld is voor het afsluiten van een ionisatiekamer.

Detector-schakeling
Vanwege de zeer hoge impedantie van het systeem moet men speciale zeer hoogimpedante schakelingen ontwikkelen om de ionisatiekamer af te sluiten. Door enige IC-fabrikanten worden hiervoor speciale schakelingen op de markt gebracht. Deze worden besproken in hoofdstuk 19/8.3.
Voor de volledigheid van dit hoofdstuk is in figuur 19/8.1-6 een toepassingsvoorbeeld van een dergelijk IC getekend.

De uitgang van de ionisatiekamer wordt door middel van een afgeschermde leiding met de pennen 14, 15 en 16 verbonden. Pen 15 is de echte ingang, de spanning op dit punt wordt met een zeer hoogimpedante buffer gebufferd en laagimpedant aangeboden op de pennen 14 en 16. Door deze guardingtechniek wordt de impedantie van de afgeschermde kabel als storende factor uitgeschakeld.

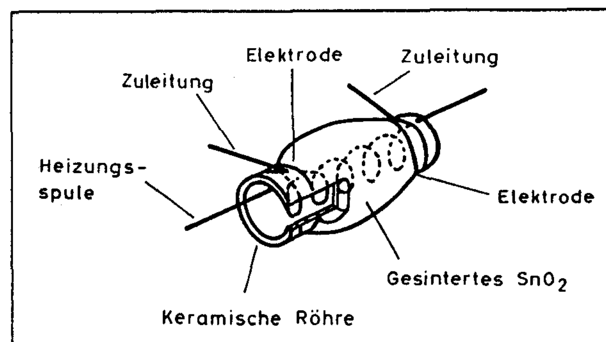
Taguchi-sensoren

Principiële werking
Taguchi-sensoren werken volgens een principe dat door de Japanse wetenschapper Taguchi werd ontdekt. Deze sensoren worden dan ook "TGS" genoemd, letterwoord voor "Taguchi Gas Sensor". Als men een laagje metaaloxyde met N-materiaal doteert en dit laagje tot 100 à 300 °C verwarmt, dan stelt men vast dat de weerstand van de laag afhankelijk wordt van de samenstelling van de lucht. Dit verschijnsel wordt veroorzaakt doordat het hete laagje zuurstof kan absorberen uit de omringende lucht. De mate van absorbtie wordt echter verstoord als er in de lucht verontreinigde gassen aanwezig zijn. Dit verschijnsel wordt het "NPC-effect" genoemd, afkorting van "Negative Pollution Coëfficiënt". Hoe meer verontreiniging in de lucht, hoe lager de weerstand van het laagje wordt. De weerstandsvariatie tussen zuivere lucht en verontreinigde lucht kan een factor 20 bedragen.

Afhankelijk van het soort oxyde, de mate van dotering en de werktemperatuur kan men Taguchi-sensoren maken die het gevoeligst zijn voor een specifiek gas. Er zijn sensoren in de handel voor koolmonoxyde, ozon, alcohol, methaan, buthaan, etc.

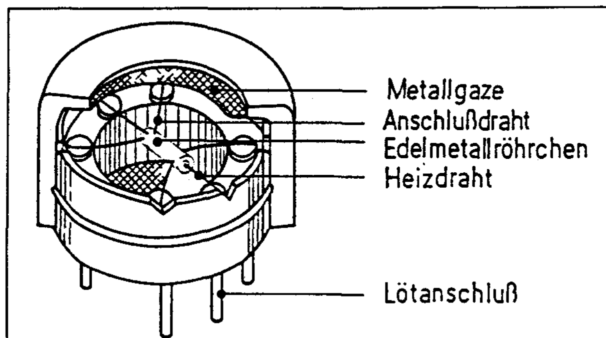
Belangrijke opmerking
Vanwege de grote absorbtie-capaciteit van de sensor is deze ook zeer gevoelig voor gassen, die men niet wil meten. Een van de grote boosdoeners is waterdamp en men moet dan ook speciale maatregelen treffen om de in koude toestand geabsorbeerde watermoleculen te verwijderen.
Een van de voor de hand liggende oplossingen is de sensor continu, dus dag en nacht, met de voedingsspanning verbonden te houden.

De sensor met enkele gloeidraad
De meest eenvoudige Taguchi-sensor is getekend in figuur 19/8.1-7. De sensor is opgebouwd rond een verwarmingselement met een nikkelchroom gloeidraad. Rond dit element zit een ceramisch buisje, waarop de gevoelige laag is opgedampt. Beide uiteinden van deze laag worden met twee (of vier) elektroden verbonden met de pennen van de behuizing. Men kiest meestal voor vier elektroden, omdat dit een mechanisch steviger constructie waarborgt.

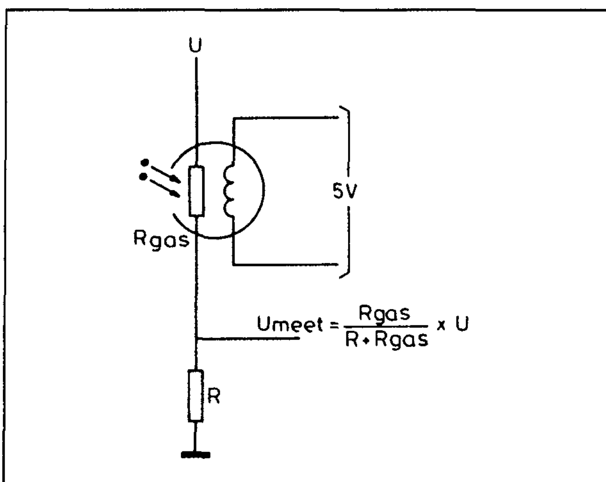


Figuur 19/8.1-7: De samenstelling van een Taguchi-detector met enkele gloeidraad.

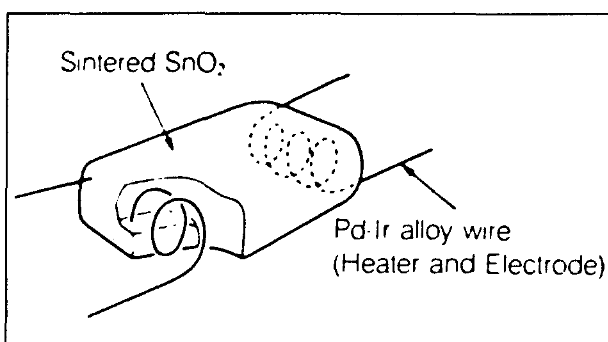
8.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/8.1-8: De praktische uitvoering van een Taguchi-sensor.



Figuur 19/8.1-9: Het symbool en het basisschema van een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad.



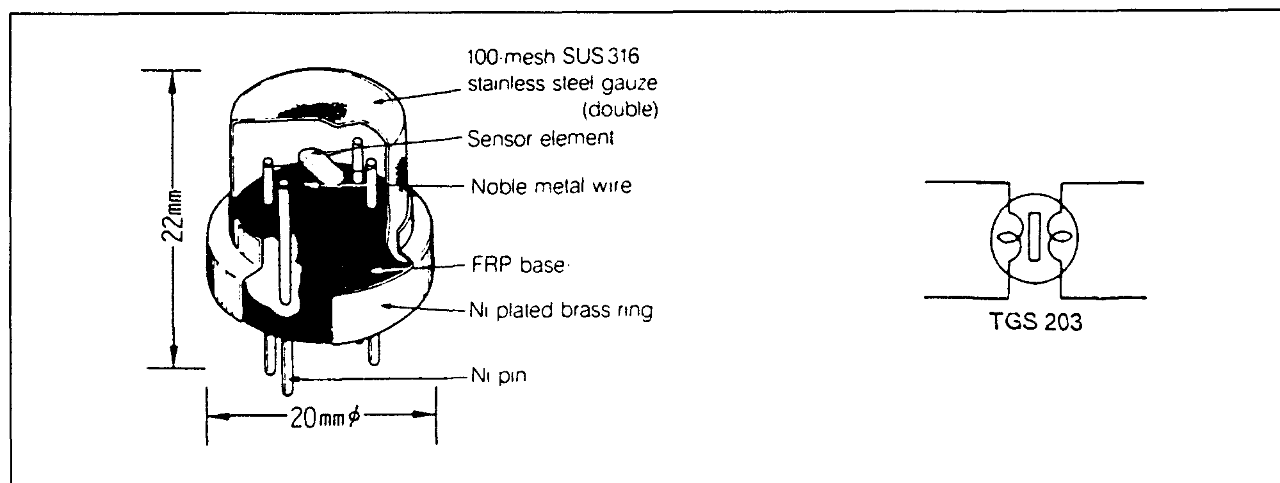
Figuur 19/8.1-10: De opbouw van een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad.

De praktische uitvoeringsvorm van een dergelijke sensor is getekend in figuur 19/8.1-8.

Het eigenlijke sensor-element is opgehangen in een cylindervormige behuizing, die aan de boven- en onderzijde open is. Op deze manier wordt gegarandeerd dat de te meten lucht vrij rond de sensor kan stromen. Vaak is in de behuizing een laagje actieve koolstof aangebracht, die de sensor minder gevoelig maakt voor stikstofverbindingen zoals NO en NO_2. Dit zijn namelijk onschadelijke gassen, waarvan het niet de bedoeling is de concentratie te meten. De meeste Taguchi-sensoren met enkele gloeidraad hebben zes aansluitpennetjes, waarvan twee bedoeld zijn voor het voeden van de gloeidraad en de vier overige paarsgewijs met de uiteinden van de sensor verbonden zijn.
In figuur 19/8.1-9 is het symbool van een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad getekend. Zoals te verwachten valt, neemt men het sensor-element op in een serieschakeling met een vaste weerstand. Het sensor-element is niet gepoold, de werking is dus onafhankelijk van de stroomrichting. De spanning op het knooppunt is een maat voor de verontreiniging van de lucht. De gloeidraad wordt meestal gevoed met 5 V. Dat kan wissel- of gelijkspanning zijn. Deze spanning moet echter wél zeer goed gestabiliseerd zijn en vandaar dat men in de praktijk meestal met een gestabiliseerde gelijkspanning voedt.

De sensor met dubbele gloeidraad
Voor sommige toepassingen worden sensoren gemaakt met twee gloeidraden. De opbouw van een dergelijke sensor is geschetst in figuur 19/8.1-10.
De twee gloeidraden zijn nu ingegoten in een blokje basismateriaal. Het gevolg is dat de thermische tijdconstante veel groter wordt. De sensor is minder gevoelig voor variaties in gloeidraadspanning en reageert trager op plotselinge verontreinigingen van de lucht. De aansluitingen van de gloeidraden hebben bij deze sensoren een dubbele functie. Enerzijds voeden zij de gloeidraden, anderzijds vormen zij de meetpunten waartussen met de weerstand van de sensor kan meten.

8.1 Achtergrond-informatie



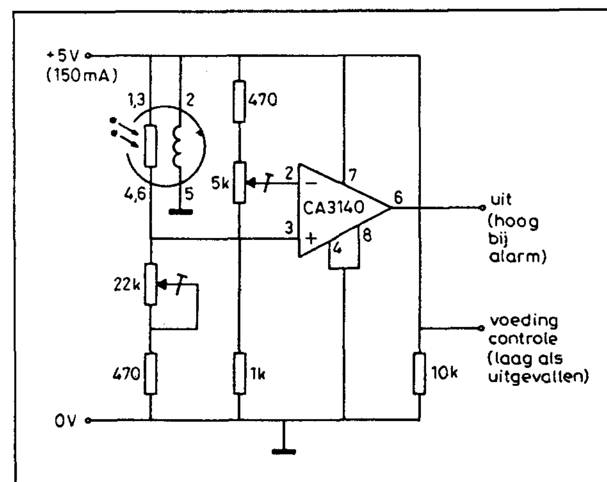
Figuur 19/8.1-11: De inbouw van een sensor met twee gloeidraden in de behuizing.

Een en ander heeft wel tot gevolg dat men ingewikkelder schakelingen nodig heeft om de sensor uit te lezen. In de meeste gevallen moet men de voedingsspanning van de gloeidraden uitschakelen als men de sensorweerstand wil meten.
De mechanische montage van de sensor in de behuizing is getekend in figuur 19/8.1-11. Omdat de vier elektroden nu symmetrisch ten opzichte van het element zijn aangebracht, vervalt de noodzaak van twee extra steunelektroden. De meeste sensoren met dubbele gloeidraad hebben dan ook slechts vier aansluitingen.

Basisschakelingen met Taguchi-sensoren

Enkele gloeidraad

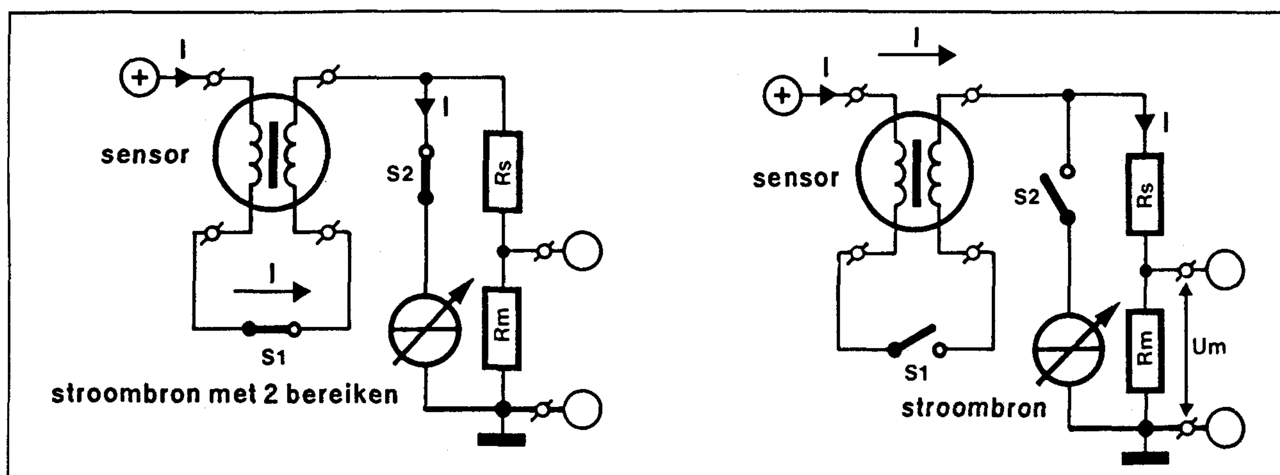
Sensoren met enkele gloeidraad zijn bedoeld voor continu-bedrijf. De gloeidraad met dus dag en nacht onder spanning blijven staan. Bovendien moet deze spanning zeer constant zijn, omdat de weerstand van het sensor-element ook zeer afhankelijk is van de temperatuur.
Compensatie voor schommelingen in de omgevingstemperatuur zij echter niet noodzakelijk, omdat het element op een werktemperatuur van ongeveer 300 °C staat. In figuur 19/8.1-12 is het basisschema rond een enkele gloeidraad sensor getekend.



Figuur 19/8.1-12: De basisschakeling rond een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad.

De spanning op het knooppunt tussen sensor-element en serieweerstand wordt vergeleken met een referentiespanning. De comparator-uitgang wordt "H" als de concentratie van verontreinigd gas een bepaalde waarde overschrijdt.

8.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/8.1-13: De principiële meetschakeling rond een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad.

Dubbele gloeidraad

Sensoren met dubbele gloeidraad kunnen worden toegepast in batterijgevoede apparatuur, die alleen wordt ingeschakeld als men een meting moet verrichten. Er wordt dan onderstaande meetcyclus gestart:

- regenereren;
- bedrijfstemperatuur instellen;
- meten.

Het principe van de meetschakeling is getekend in figuur 19/8.1-13.

De twee gloeidraden worden via een elektronische schakelaar S1 in serie geschakeld. Via een tweede elektronische schakelaar S2 worden de gloeidraden verbonden met een stroombron met twee bereiken. De drie fasen in een meetcyclus verlopen als volgt:

- Regenereren
  De twee schakelaars sluiten en de stroombron wordt ingesteld op een grote stroom, waardoor het sensor-element tot een hoge temperatuur wordt verhit. In deze fase wordt het sensor-element "schoongestookt". Watermoleculen, die zich in het koude element genesteld hebben, worden uit het element verdampt.
- Bedrijfstemperatuur instellen
  In de tweede fase wordt de stroombron op een lagere stroom ingesteld, waardoor het sensor-element afkoelt tot de normale werktemperatuur. Deze fase duurt ongeveer anderhalve minuut.
- Meten
  In de derde fase worden de twee elektronische schakelaars geopend. De stroom I moet nu via het element afvloeien, over de weerstand Rm wordt een spanning opgebouwd die recht evenredig is met de verontreiniging in de lucht. Deze spanning Um wordt gemeten met een geijkte meter.

Sommige fabrikanten hebben speciale IC's ontwikkeld, die de volledige timing van een meetcyclus kunnen besturen.

Opmerking

Ook sensoren met dubbele gloeidraad kunnen uiteraard gebruikt worden in apparatuur die steeds onder spanning staat. Het is dan niet noodzakelijk de beschreven ingewikkelde cyclus te doorlopen.

Inbranden

Een nieuwe, ongebruikte sensor is verzadigd met allerlei gassen, waarvan waterdamp wel de voornaamste is. Alvorens men een dergelijke nieuwe sensor kan gebruiken moet deze "ingebrand" worden. Dat betekent dat men de gloeidraden van de kale sensor drie dagen op de bedrijfsspanning moet aansluiten.

19/8.2

Type-beschrijving gas-sensoren

BM-10

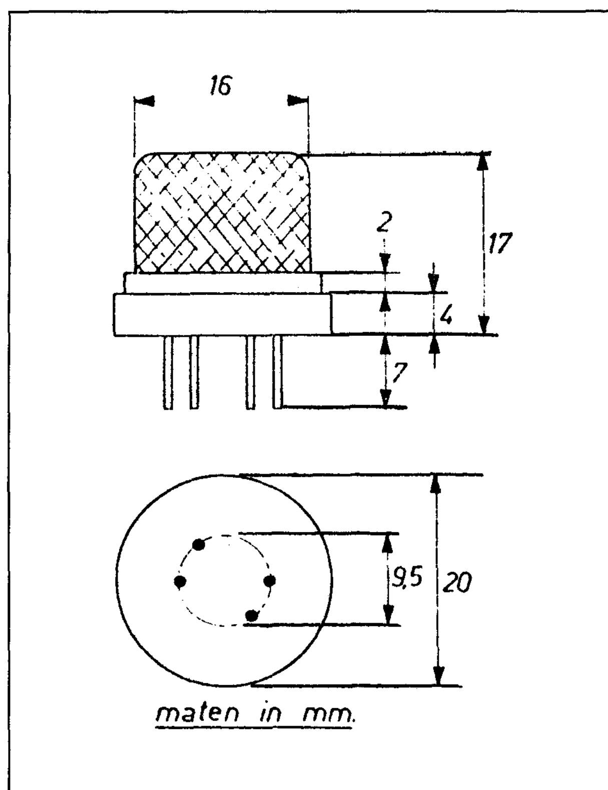
enkele gloeidraad, alle brandbare gassen

De BM-10 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die speciaal ontworpen is voor de detectie van brandbare gassen. De gevoeligheid is geoptimaliseerd voor methaan.

Technische gegevens

- fabrikant: TGS

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 19/8.2-1: Behuizing van de CL-10.

CL-10

dubbele gloeidraad, koolstofmonoxyde

De CL-10 is een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad, die speciaal ontworpen is voor de detectie van koolstofmonoxyde.

Technische gegevens

- fabrikant: TGS
- behuizing: figuur 19/8.2-1
- gloeispanning: 1 V
- werkspanning sensor: 5 V

Nadere gegevens ontbreken.

Voorbeeld-schakeling

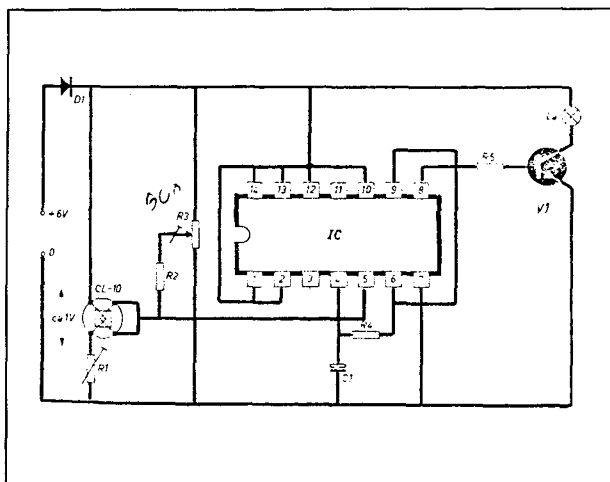
- figuur 19/8.2-2:

In dit schema wordt de CL-10 gebruikt voor het sturen van een knipperlicht. Het knipperlicht is samengesteld rond een Schmitt-trigger poort uit IC1, een SN 7413. Een van de ingangen van de poort is aangesloten op de sensorschakeling. Als de verontreiniging van de lucht toeneemt zal de spanning over R1 stijgen, waardoor de ingang van de poort boven de Schmitt-trigger drempel komt en de oscillator gaat werken. De gevoeligheid van de schakeling kan ingesteld worden met de instelpotentiometer R3. De stroom door de gloeidraad wordt met R1 ingesteld op een gloeispanning van 1 V.

De waarde van de onderdelen:

- R1 = 10 Ω
- R2 = 470 Ω
- R3 = 500 Ω
- R4 = 330 Ω
- R5 = 1,8 kΩ
- C1 = 100 µF

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-2: Voorbeeld-schakeling rond de CL-10.

CM-10

enkele gloeidraad, alle brandbare gassen

De CM-10 is vergelijkbaar met de BM-10, met dit verschil dat de sensor gevoeliger is voor koolstofmonoxyde.

Technische gegevens

- fabrikant: TGS

Nadere gegevens ontbreken.

H-10

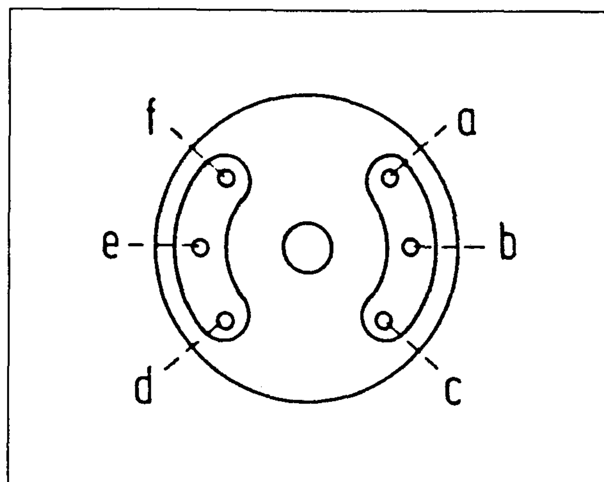
dubbele gloeidraad, alle brandbare gassen

De H-10 is een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad, die speciaal ontworpen is voor de detectie van brandbare gassen. De sensor is zeer gevoelig, maar heeft een vrij trage reactietijd (ongeveer tien minuten). De sensor is speciaal ontworpen voor continu ingeschakelde alarmmelders.

Technische gegevens

- fabrikant: TGS
- gloeispanning: 1 V
- werkspanning: 5 V

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 19/8.2-3: Behuizing van de CM-11.

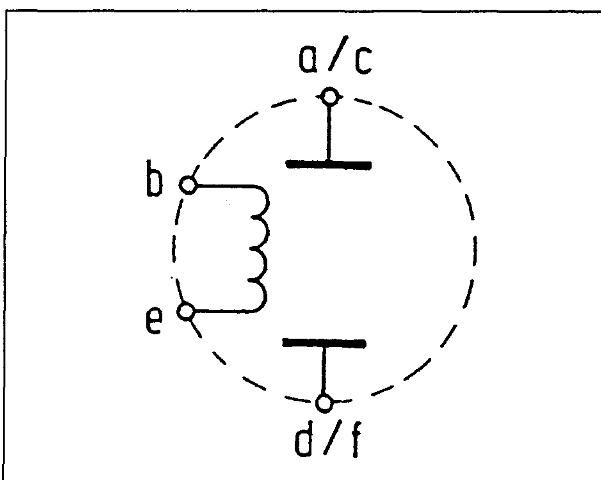
CM-11

enkele gloeidraad, universeel

De CM-11 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die gevoelig is voor alle verontreinigende gassen in de lucht. Hij is universeel inzetbaar voor CO-alarmen, brandmelders, etc.

Technische gegevens

- fabrikant: TGS
- behuizing: figuur 19/8.2-3
- intern schema: figuur 19/8.2-4
- gloeispanning: 5 V
- werkspanning sensor: 5 V

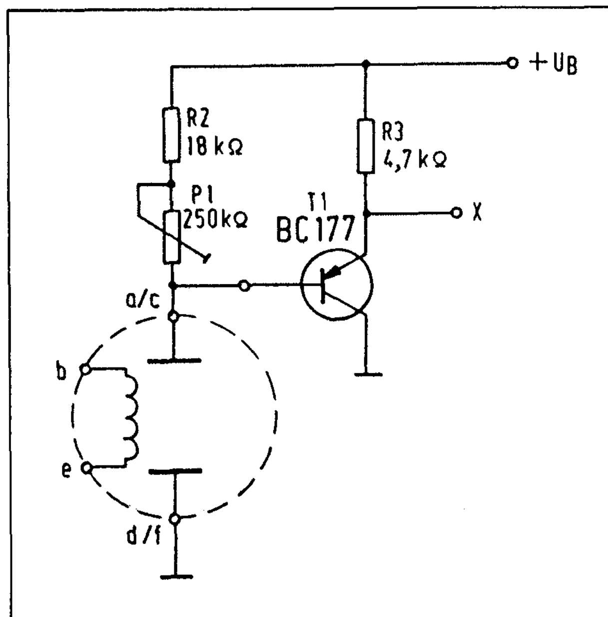


Figuur 19/8.2-4: Intern schema van de CM-11.

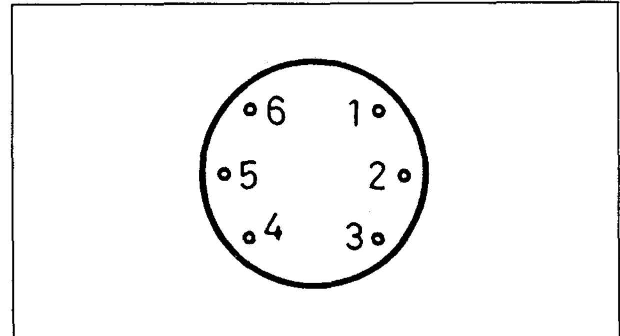
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

Voorbeeld-schakeling

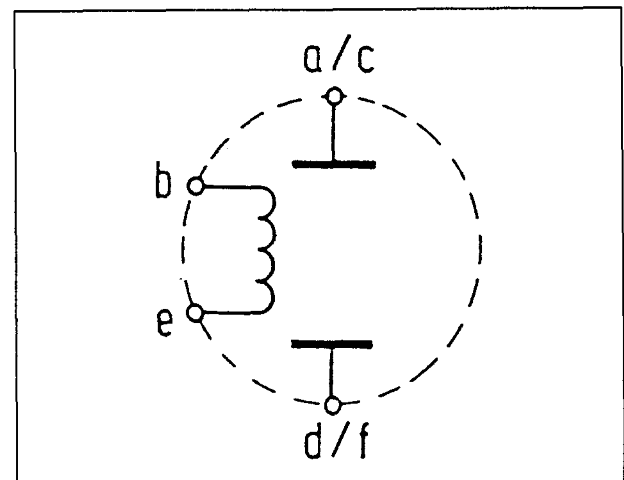
– figuur 19/8.2-5:
Universeel schema met de CM-11. De uitgangsspanning van de sensor wordt versterkt door een transistortrap rond T1. Als de spanning op de bovenste aansluiting van het sensor-element beneden een bepaalde waarde zakt, gaat de transistor geleiden en levert een "L" af.



Figuur 19/8.2-5: Voorbeeld-schakeling rond de CM-11.



Figuur 19/8.2-6: Behuizing van de BM-12.



Figuur 19/8.2-7: Intern schema van de BM-12.

BM-12

enkele gloeidraad, methaan

De BM-12 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die voornamelijk gevoelig is voor methaan-gas. Daarnaast is deze sensor ook nog gevoelig voor koolstofmonoxyde, isobuthaan, waterstof en ethanol.

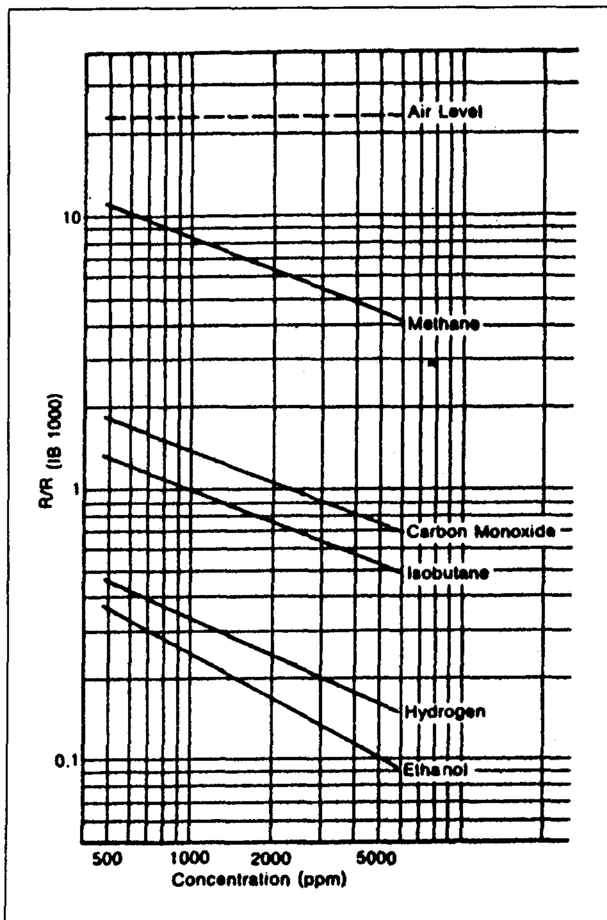
Technische gegevens

- fabrikant: TGS
- behuizing: figuur 19/8.2-6
- intern schema: figuur 19/8.2-7
- gloeispanning: 5 V
- werkspanning sensor: 5 V
- gevoeligheid: figuur 19/8.2-8

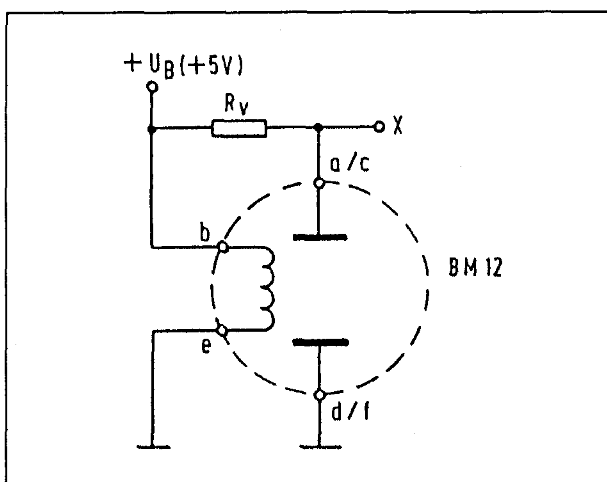
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/8.2-9:
Basis-schema rond de BM-12.
– figuur 19/8.2-10:
Toepassing van de BM-12 is een telemetriesysteem.
De weerstand van het sensor-element is opgenomen in de tijdbepalende onderdelen van een als astabiele multivibrator geschakelde 555.
De uitgang van de schakeling levert een pulsvormige spanning, waarvan de frequentie evenredig is met de mate van de door de BM-12 gemeten verontreiniging.

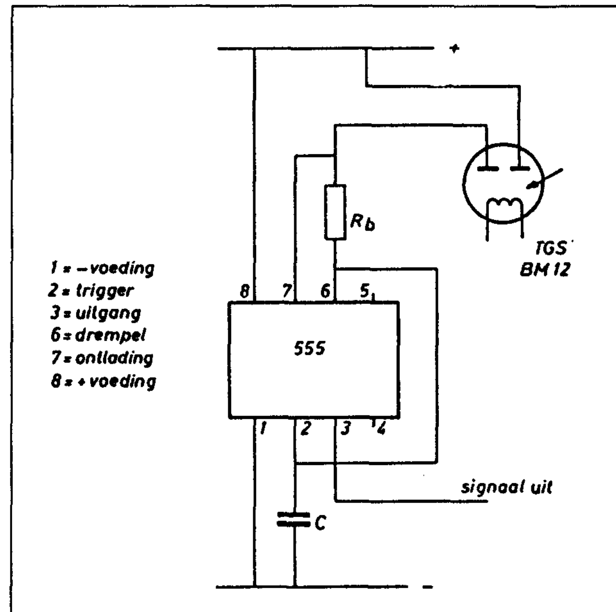
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-8: Gevoeligheids-karakteristiek van de BM-12.



Figuur 19/8.2-9: Basisschakeling rond de BM-12.



Figuur 19/8.2-10: De BM-12 toegepast in een telemetrie-schakeling, waarbij de verontreiniging de frequentie van een blokgolf bepaalt.

TGS 109

enkele gloeidraad, koolstofverbindingen

De TGS 109 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die gevoelig is voor de meeste koolstofverbindingen. Hij is speciaal ontwikkeld voor de aardgas- en de autogas-industrie. De gevoeligheid voor alcohol is echter minimaal.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

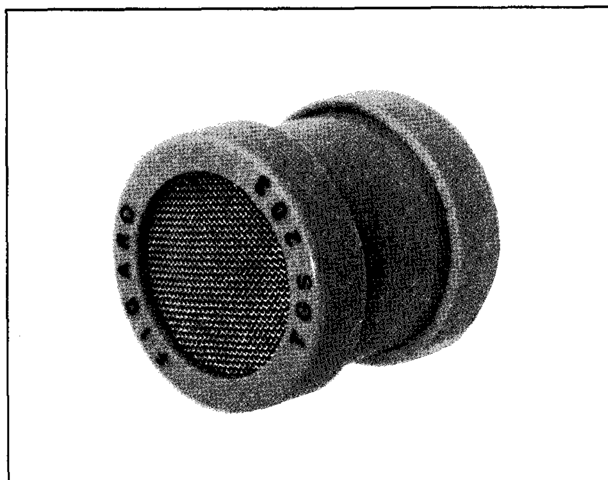
TGS 203

dubbele gloeidraad, koolstofmonoxyde

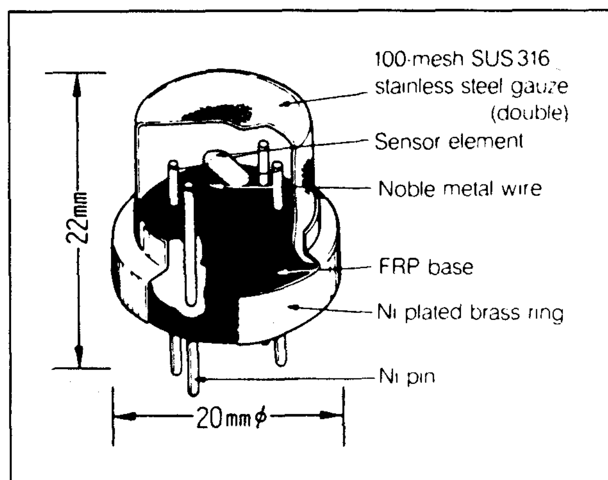
De TGS 203 is een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad, die speciaal geoptimaliseerd is voor het detecteren van CO-verontreiniging in de lucht. De behuizing is voorzien van actieve koolstoffilters, die de overige gassen absorberen voordat zij het

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

sensor-element kunnen beïnvloeden. Deze koolstoffilters moeten echter regelmatig gereinigd worden. Vandaar dat wordt aanbevolen de TGS 203 intermitterend te schakelen: 60 s een gloeispanning van 0,8 V (regenereren), nadien 90 s een gloeispanning van 0,25 V (werktemperatuur). Nadien kan de sensor uitgelezen worden.
Vanwege de vrij lage werktemperatuur onder de 100 °C is het noodzakelijk de variaties in omgevingstemperatuur te compenseren. Meestal wordt hiervoor een NTC-schakeling toegepast.



Figuur 19/8.2-11: Behuizing van de TGS 203.



Figuur 19/8.2-12: Aansluitgegevens van de TGS 203.

Technische gegevens

- fabrikant: Figaro
- behuizing: figuur 19/8.2-11
- aansluitgegevens: figuur 19/8.2-12
- gloeispanning:
  regenereren: 0,8 V
  werktemperatuur: 0,25 V
- gloeistroom:
  regenereren: 370 mA
  werktemperatuur: 135 mA
- werkspanning sensor: 5 V

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/8.2-13:

Principe-schakeling rond de TGS 203. Een asymmetrische timer wekt twee halve perioden op van respectievelijk 60 s en 90 s. Deze signalen sturen de twee verwarmingsschakelingen.
Aanbevolen wordt hiervoor stroombronnen te gebruiken, die omschakelen tussen de twee voorgeschreven stromen. In de referentieketen is een NTC opgenomen ter compensatie van de omgevingstemperatuur. Het spanningsverschil tussen U_{ref} en U_{aus} kan gebruikt worden voor het sturen van een meter.

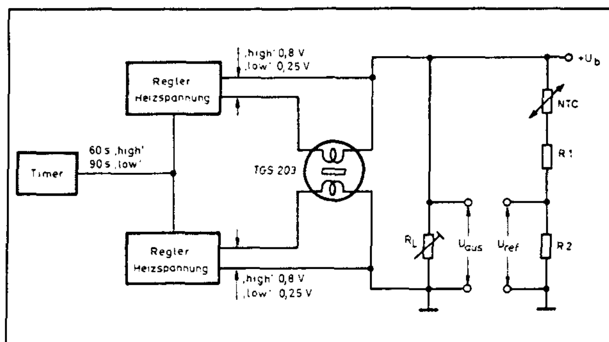
- figuur 19/8.2-14:

In deze schakeling wordt de TGS 203 gestuurd door een speciaal IC, de FIC 5401 van Figaro. Dit IC, dat in hoofdstuk 19/8.3 besproken wordt, verzorgt de volgende functies:

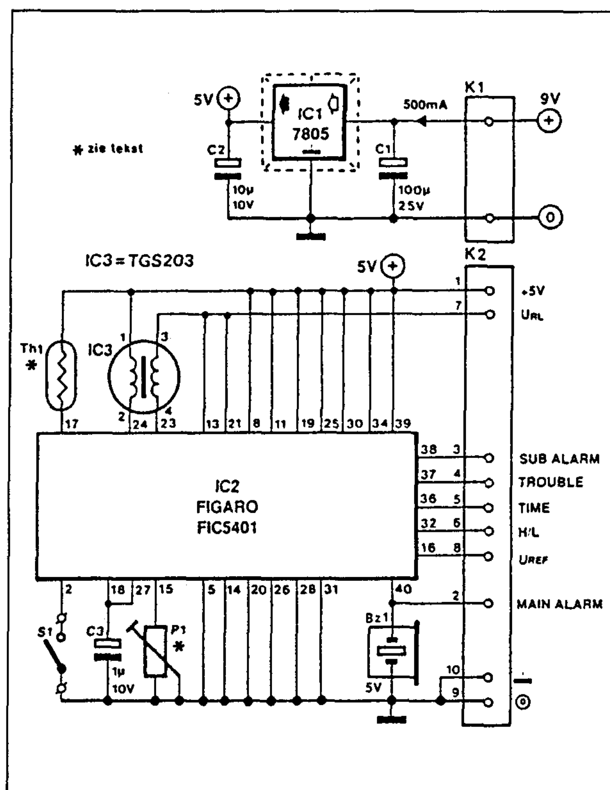
- de juiste timing van de drie fasen van een meetcyclus;
- instellen van de gloeistromen;
- compenseren van de omgevingstemperatuur;
- sturen van een alarm (pen 40) met een stroomcapaciteit van 100 mA;
- uitgang "pre-alarm" (pen 38) die "L" wordt als de hoeveelheid CO gelijk is aan de helft van de alarmwaarde;
- een "trouble"-uitgang op pen 37 die "L" wordt als er iets mis is met de sensor of de voeding ervan;
- een synchronisatie-uitgang (pen 36) die om de 30 s een sync-puls aflevert;

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

- een uitgang op pen 32 die omschakelt als de sensor van regeneratie naar werktemperatuur wordt omgeschakeld.



Figuur 19/8.2-13: Principe-schakeling rond de TGS 203.



Figuur 19/8.2-14: De TGS 203 wordt in deze schakeling gestuurd door de FIC 5401, een "dedicated microprocessor" die alle besturings- en timingsignalen voor de TGS 203 genereert.

TGS 590

enkele gloeidraad, ozon

De TGS 590 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die gevoelig is voor ozon in de lucht.

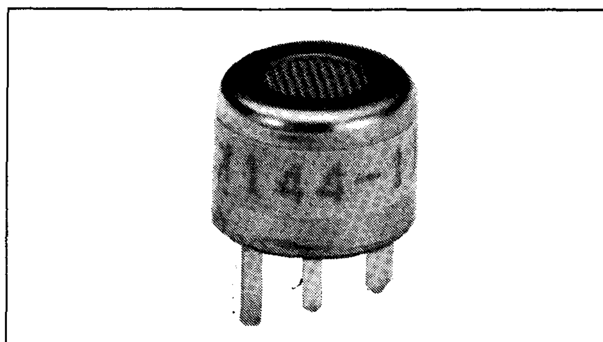
De sensor is heel gevoelig, met als gevolg dat men uiterste zorg moet besteden aan de stabilisering van de gloei- en sensorspanningen. Nadeel is dat het element ook gevoelig is voor stikstofverbindingen, zoals NO en NO_2.

Vandaar dat een actief koolstoffilter is ingebouwd en dat de sensor alleen te gebruiken is in een vier-fasen meetcyclus:

- regenereren;
- werktemperatuur;
- meten;
- pause.

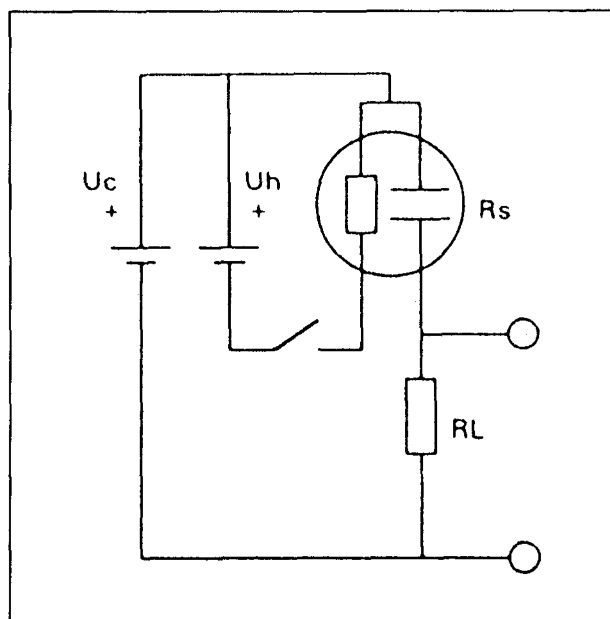
Technische gegevens

- fabrikant: Figaro
- behuizing: figuur 19/8.2-15
- intern schema: figuur 19/8.2-16
- lange termijn stabiliteit: figuur 19/8.2-17
- gloeispanning:
  regeneratie: 0,8 V
  werktemperatuur: 0,6 V
- weerstand gloeidraad: 10,5 Ω
- werkspanning sensor: 5 V
- belastingsweerstand: 10 kΩ
- sensorweerstand:
  zuivere lucht: 1 tot 20 kΩ
  weerstandsverhouding: 1,5 tot 3,0

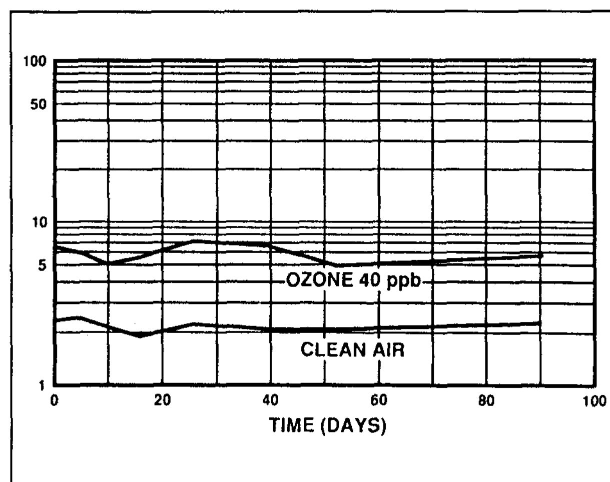


Figuur 19/8.2-15: Behuizing van de TGS 590.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-16: Intern schema van de TGS 590.



Figuur 19/8.2-17: Het verloop van de lange termijn stabiliteit van de TGS 590.

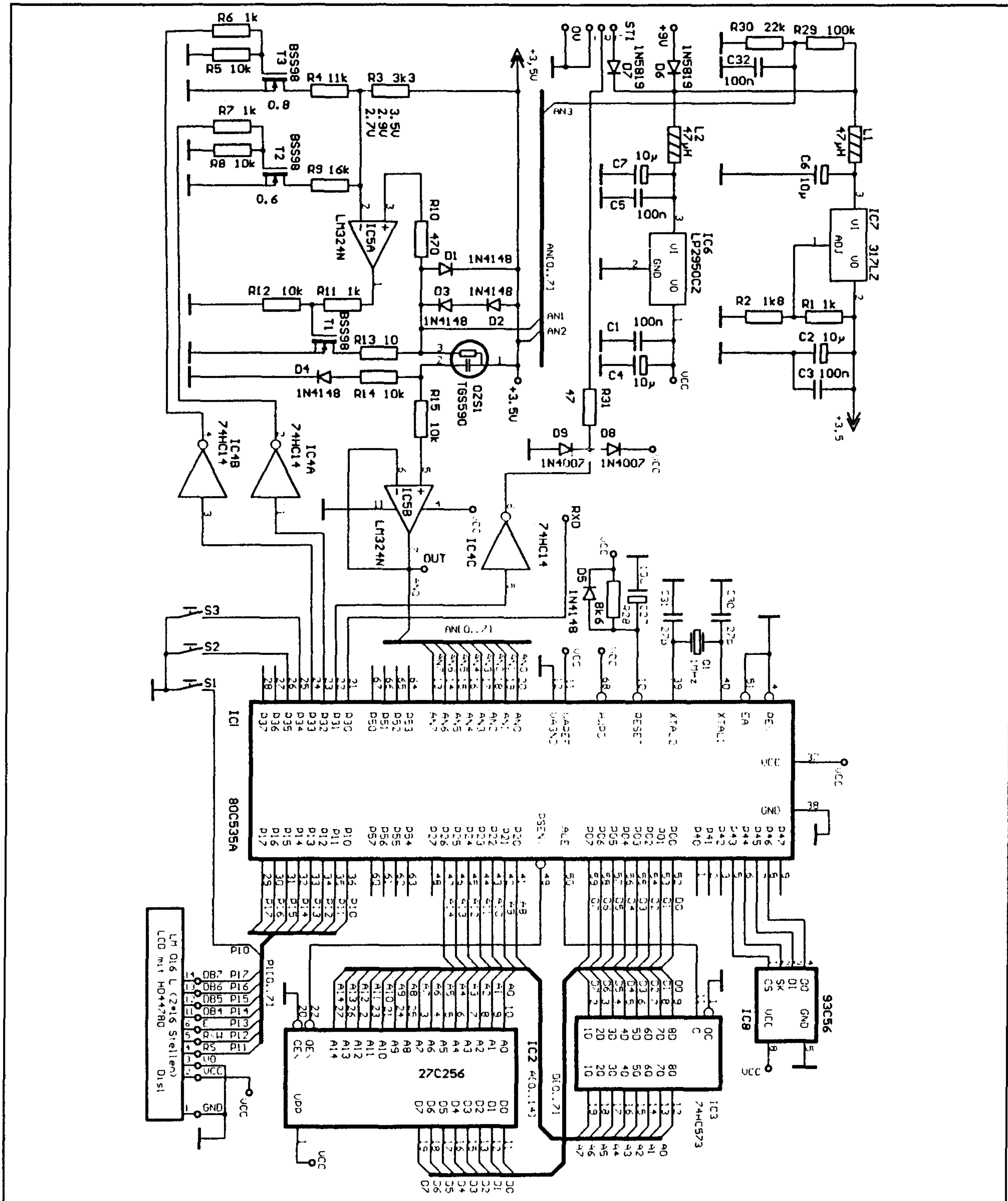
Voorbeeld-schakeling

– figuur 19/8.2-18:
Schema van een professioneel ozon meetapparaat, ontwikkeld door Feger & Co uit Treinstein (BRD). Uit de 9 V batterij worden door middel van twee stabilisatoren IC6 en IC7 de voedingsspanningen van +5 V (processor) en +3,5 V (sensor) afgeleid. Als processor wordt een 80C535 ingezet, die een ADC geïntegreerd heeft. Deze ADC wordt gebruikt om verschillende analoge spanningen onder controle te houden:

- ingang AN0 meet de meetspanning van de sensor;
- ingang AN1 meet de verwarmingsspanning;
- ingang AN2 meet de voedingsspanning voor de sensor;
- ingang AN3 meet de voedingsspanning.

De meetfasen worden via de poortuitgangen van de processor bestuurd: P32 en P33 stellen via FET's de twee stromen door de verwarmingsspiraal in. De LM 424 is geschakeld als constante stroombron.
De processor stuurt een alfanumeriek LCD-display met 2 x 16 karakters. Door de aanwezigheid van een EPROM beschikt de processor over een uitgebreid bedrijfssysteem, waardoor fout- en systeem-meldingen op het scherm kunnen worden gezet.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-18: Een professionele ozon-meter rond de TGS 590.

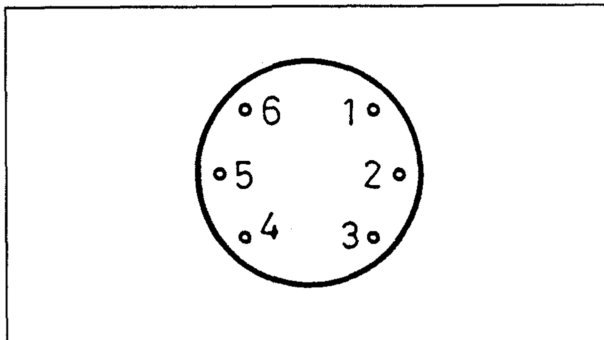
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

TGS 711

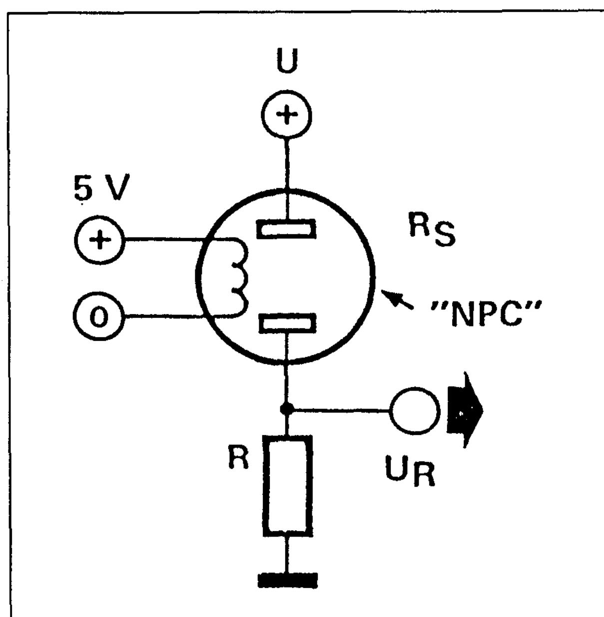
enkele gloeidraad, koolstofmonoxyde

De TGS 711 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die ontwikkeld is voor het meten van CO-verontreinigingen tussen 50 en 500 ppm. Hij wordt gebruikt in industriële meetapparatuur.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro
- aansluitgegevens: figuur 19/8.2-19
- intern schema: figuur 19/8.2-20
- gloeispanning: 5 V
- werkspanning sensor: 5 V



Figuur 19/8.2-19: Aansluitgegevens van de TGS 711.



Figuur 19/8.2-20: Intern schema van de TGS 711.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 19/8.2-21:

Door Figaro voorgeschreven schakeling rond de TGS 711.
Bij het inschakelen van de voedingsspanning zorgt de schakeling rond IC3 ervoor dat de sensor gedurende een door de condensator van 33 µF bepaalde tijd geregenereerd wordt.
De OTA LM 3900 regelt de voedingsspanning voor de gloeidraad.

TGS 712

enkele gloeidraad, koolstofmonoxyde

De TGS 712 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die ontwikkeld is voor het meten van CO-verontreinigingen tussen 20 en 200 ppm.
Hij wordt gebruikt in industriële meetapparatuur.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro
- gloeispanning: 5 V
- werkspanning sensor: 5 V

Nadere gegevens ontbreken.

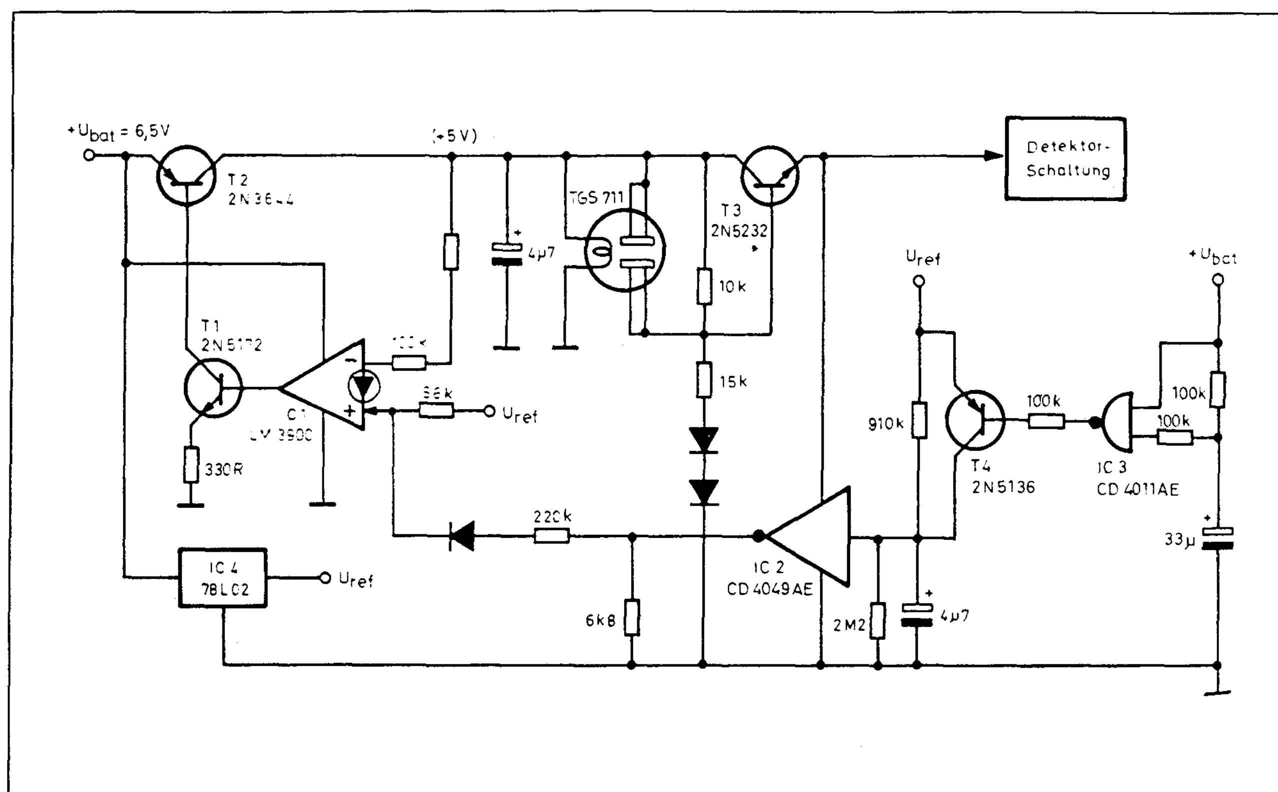
TGS 800

enkele gloeidraad, universeel

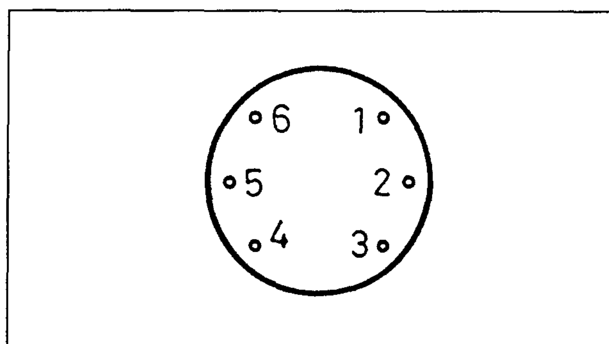
De TGS 800 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die universeel inzetbaar is voor het meten van waterstof, koolstofmonoxyde, methaan, ethanol en isobuthaan.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro
- aansluitgegevens: figuur 19/8.2-22
- intern schema: figuur 19/8.2-23
- gevoeligheid: figuur 19/8.2-24
- sensorweerstand versus temperatuur: figuur 19/8.2-25
- gloeispanning: 5 V
- werkspanning sensor: 24 V max.
- bedrijfstemperatuur: 300 °C

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-21: Voorbeeld-schakeling rond de TGS 711.



Figuur 19/8.2-22: Aansluitgegevens van de TGS 800.

Voorbeeld-schakeling

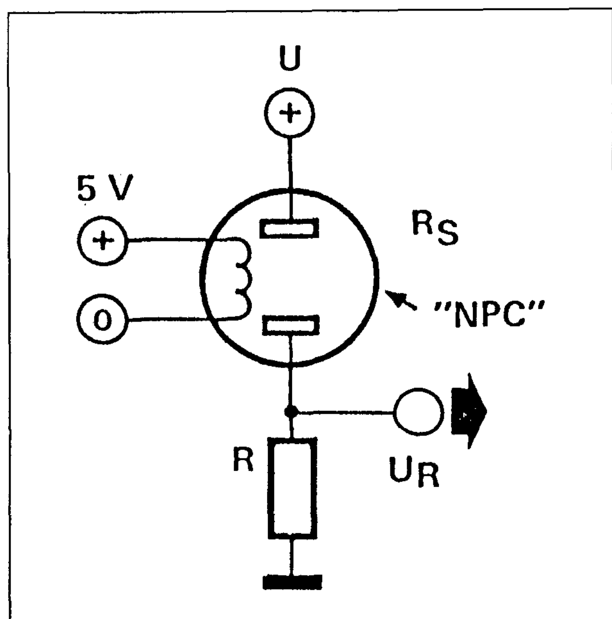
– figuur 19/8.2-26:

De TGS 800 kan bestuurd worden door de door Figaro ontwikkelde schakeling FIC 5603. Deze schakeling vergelijkt de door de sensor geleverde spanning met vijf referenties. Vijf uitgangen op de pennen 5, 6, 11, 12 en 13 worden naar "L" getrokken als de sensorspanning binnen het bereik van de uitgang valt. De vijf uitgangen hebben de volgende betekenis:

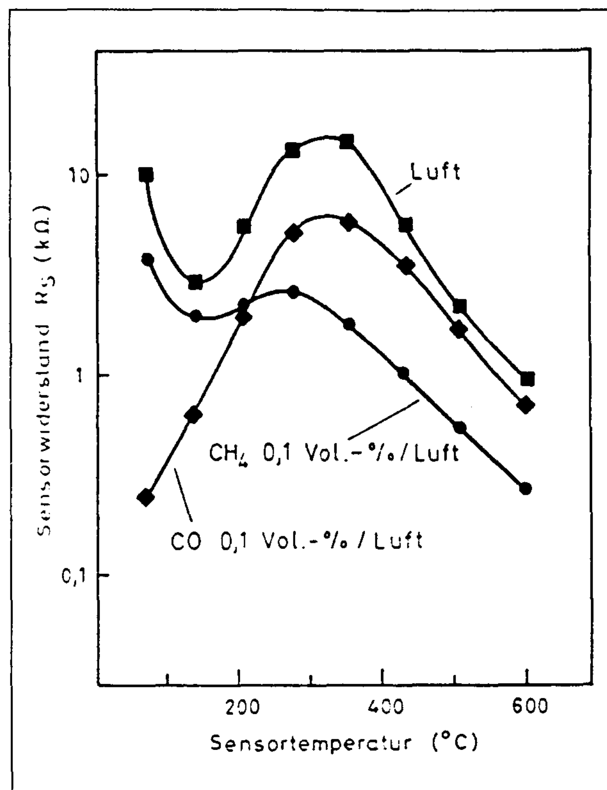
- pen 6: zuivere lucht;
- pen 11: licht verontreinigd;
- pen 12: meer dan normale verontreiniging;
- pen 13: sterk verontreinigd;
- pen 5: volledig verontreinigd.

De spanningsdeler aan de niet-inverterende ingang van de comparator M 5239 bepaalt het referentieniveau voor zuivere lucht. De pennen 15 en 16 van de FIC 6503 gaan naar de interne analoog naar digitaal omzetter. Met pen 17 kan men de gevoeligheid van de schakeling instellen op hoog of laag. Is de gevoeligheid op hoog ingesteld, dan zal de processor reeds reageren op kleine pieken in het uitgangssignaal van de sensor. In de andere stand worden dergelijke pieken, bijvoorbeeld het gevolg van het even "inademen" van sigarettenrook door de sensor, buiten beschouwing gelaten. De FIC 6503 wordt uitvoeriger beschreven in hoofdstuk 19/8.3.

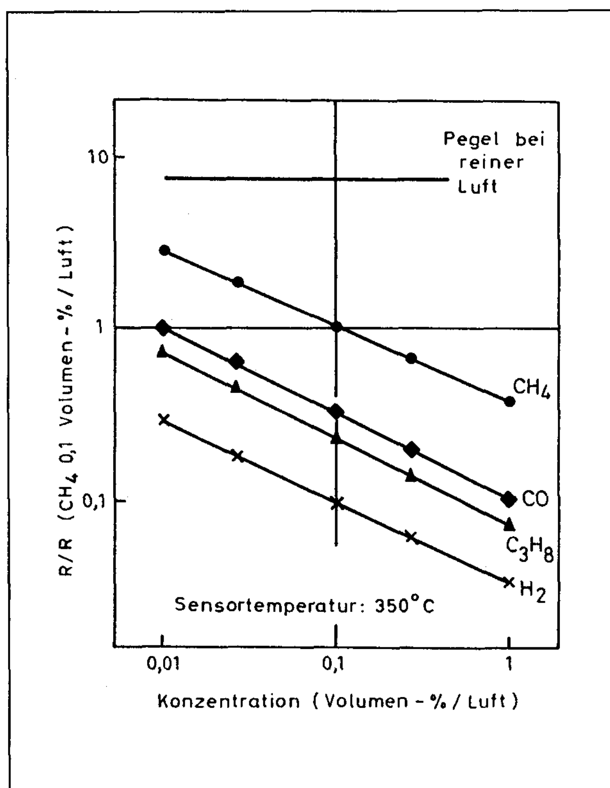
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-23: Intern schema van de TGS 800.

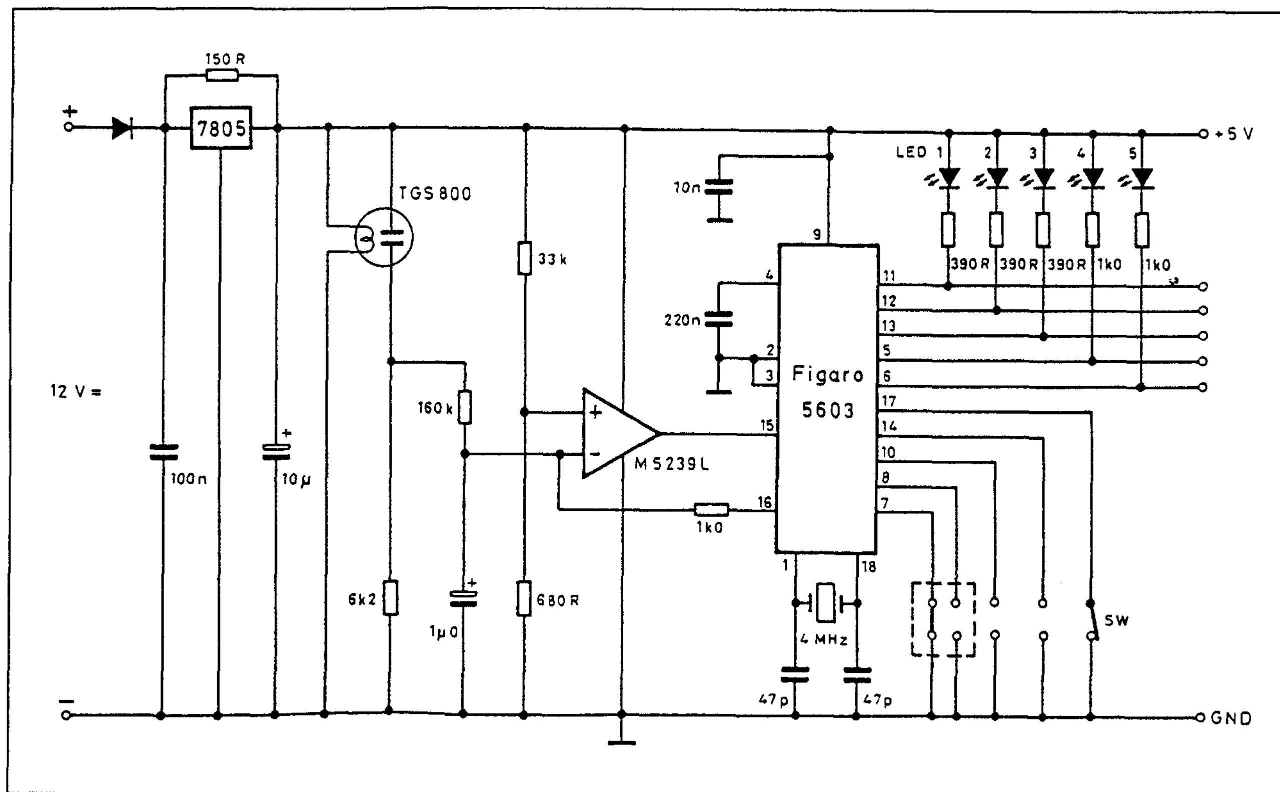


Figuur 19/8.2-25: De invloed van de temperatuur van de sensor op de weerstand van het sensor-element.



Figuur 19/8.2-24: Gevoeligheids-karakteristiek van de TGS 800.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-26: In deze schakeling wordt de TGS 800 bestuurd door het speciale IC FIC 6503.

TGS 812

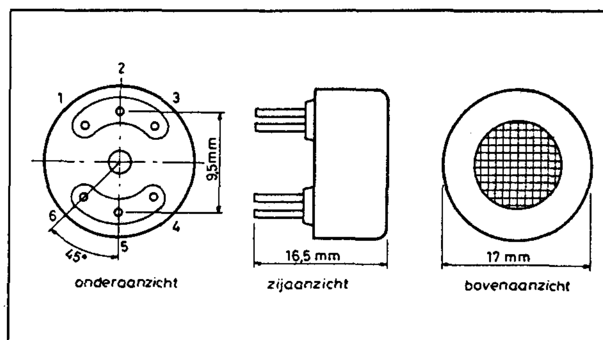
enkele gloeidraad, universeel

De TGS 812 is een goedkope Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die ontwikkeld is voor algemene toepassingen in niet-professionele apparatuur. De sensor is gevoelig voor zowat alle gassen, onder andere methaan, koolstofmonoxyde, isobuthaan, waterstof en ethanol.

De sensor wordt bijvoorbeeld toegepast in alcoholtesters, brandalarmen en aan boord van schepen.

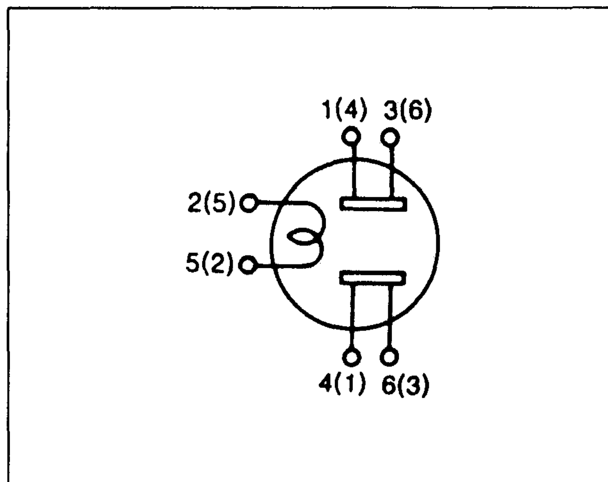
Technische gegevens

- fabrikant: Figaro
- behuizing: figuur 19/8.27
- intern schema: figuur 19/8.2-28
- gloeispanning: 5 V
- gloeistroom: 130 mA
- weerstand gloeidraad: 38 Ω
- opwarmtijd: 2 minuten
- werkspanning sensor: 24 V max.
- stroom sensor: 0,6 mA max.
- weerstand sensor: 1 kΩ tot 10 kΩ
- gevoeligheid: figuur 19/8.2-29
- invloed gloeispanning: figuur 19/8.2-30
- invloed voedingsspanning: figuur 19/8.2-31

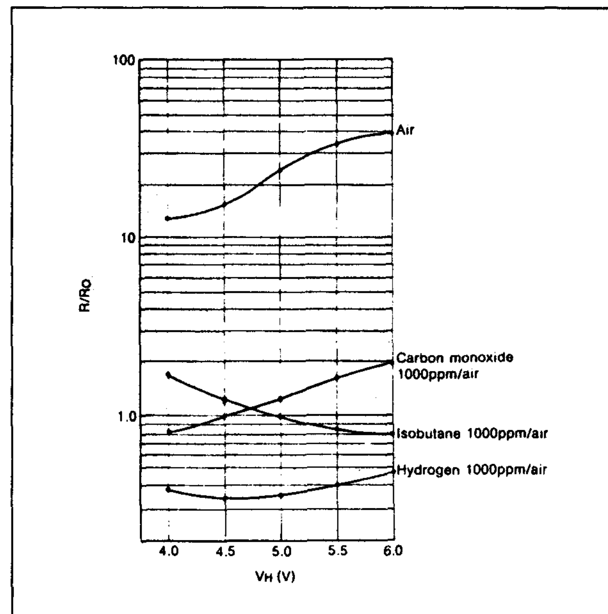


Figuur 19/8.2-27: Behuizing van de TGS 812.

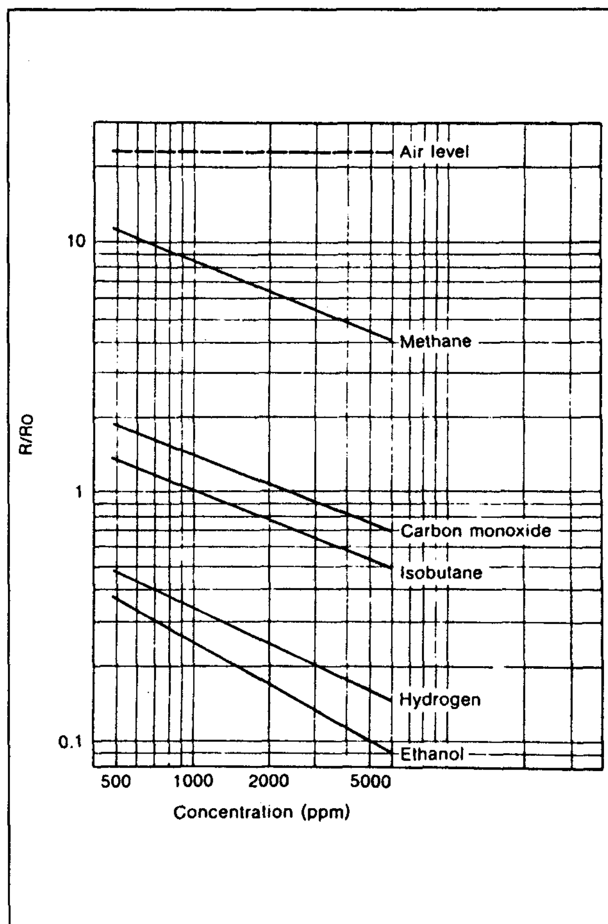
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



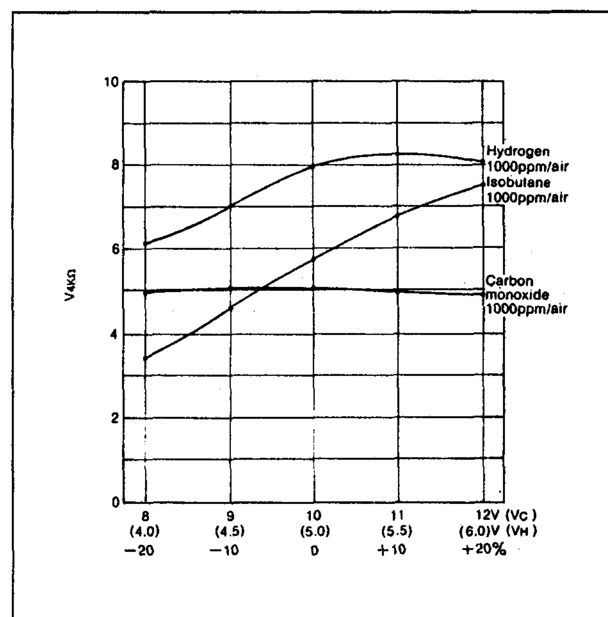
Figuur 19/8.2-28: Intern schema van de TGS 812.



Figuur 19/8.2-30: Invloed van de gloeispanning op de weerstand van het sensorelement van de TGS 812.



Figuur 19/8.2-29: Gevoeligheids-karakteristiek van de TGS 812.



Figuur 19/8.2-31: Invloed van de voedingsspanning op de weerstand van het element van de TGS 812.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/8.2-32:

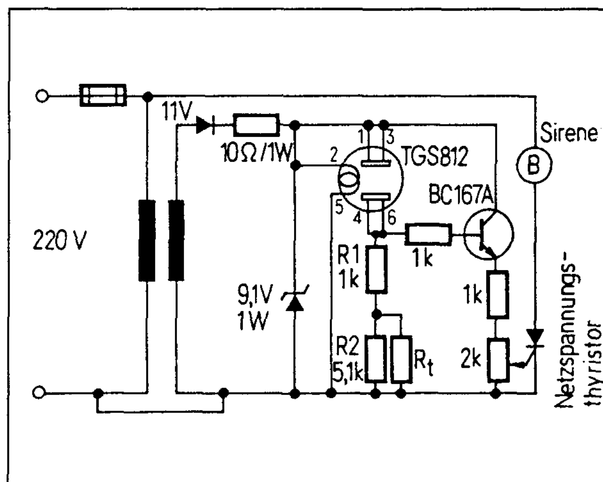
In deze schakeling wordt de TGS 812 gebruikt in een eenvoudige brandmelder. De brandspanning van de gloeidraad wordt op een hogere waarde dan normaal ingesteld om de gevoeligheid voor de specifiek in deze toepassing te detecteren gassen te verhogen. De spanning op het knooppunt van de sensor en de weerstand R1 wordt via een transistor versterkt en stuurt de gate van de thyristor. Met de potentiometer in de gateleiding kan de gevoeligheid van de schakeling ingesteld worden.

– figuur 19/8.2-33:

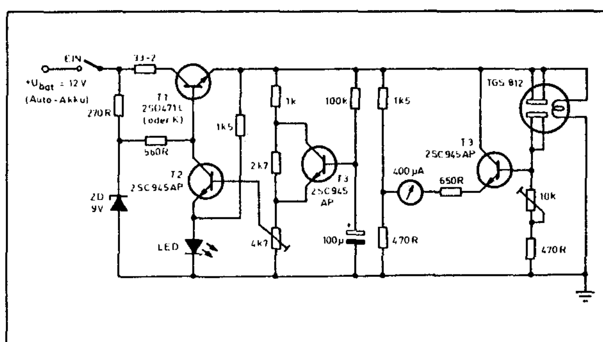
Deze schakeling is bedoeld voor inbouw in het motorcompartiment van boten. Het grootste deel van de schakeling maakt uit de variërende accuspanning een goed gestabiliseerde spanning voor het voeden van de sensor. Door de tijdvertraging in de basis van de transistor T3 wordt de gloeispanning van de sensor na het inschakelen enige tijd vergroot om het onderdeel te regenereren. De uitlezing is een brugschakeling, waarbij de spanning op het knooppunt van sensor en potentiometer van 10 kΩ vergeleken wordt met een referentiespanning die geleverd word door de spanningsdeler van 1,5 kΩ en 470 Ω.

– figuur 19/8.2-34:

In deze schakeling wordt de TGS 812 gebruikt als draagbare alcoholtester. De schakeling rond comparator IC2a controleert de batterijspanning en stuurt de rode LED D4 als deze te laag wordt. Uit de batterijspanning wordt door middel van IC3 de voedingsspanning van 5 V afgeleid. Uit deze spanning wordt vervolgens met de referentieschakeling IC1 een referentiespanning van ongeveer 2,5 V afgeleid. Deze wordt gebruikt voor het voeden van het sensor-element en het afleiden van enige referentiespanningen. De sensorspanning wordt in IC2b vergeleken met een referentiespanning die met P1 ingesteld wordt. Deze bepaalt het nulpunt van de meter, stelt met andere woorden een spanning in die overeen komt met 0 % verontreiniging in de lucht. De verschilspanning op de uitgang van IC2b stuurt twee comparatoren. In de bovenste (IC2c) wordt de verschilspanning vergeleken met een referentie (R8/R9). Deze bepaalt wanneer de uitgangsspanning van de sensor, na het opwarmen, gestabiliseerd is op een waarde die binnen de meetgrenzen van de sensor valt. De LED D1 (klaar voor meting) licht dan op. Met IC2d wordt het verschilsignaal nog eens versterkt. Het versterkte signaal word gebruikt om de condensator C4 op te laden. Via de buffer belandt dit signaal over de condensator C5, waar het wordt gemeten. Met de schakelaar worden beide condensatoren ontladen, zodat een nieuwe meetcyclus kan starten.

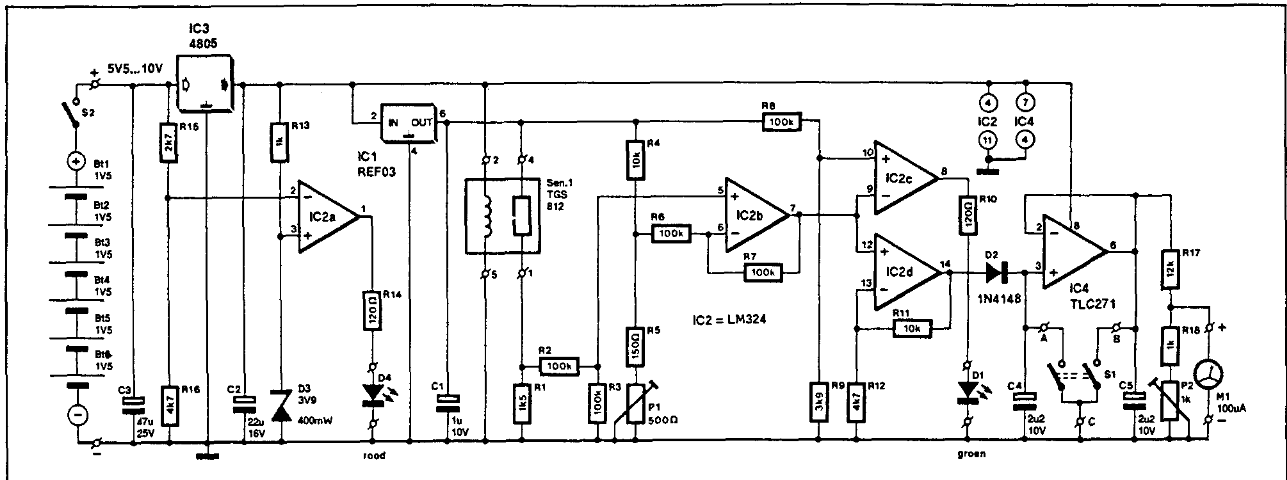


Figuur 19/8.2-32: De TGS 812 gebruikt in een eenvoudige brandmelder.



Figuur 19/8.2-33: De TGS 812 in een schakeling voor gebruik in de motorruimte van een boot.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

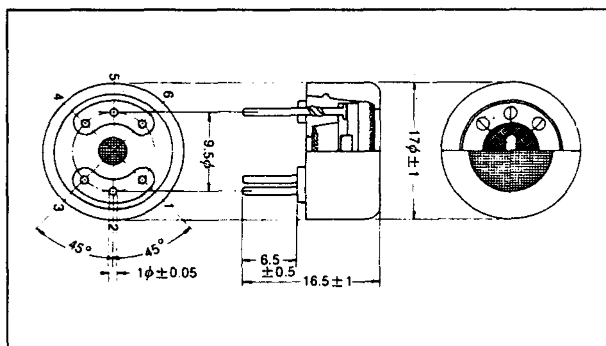


Figuur 19/8.2-34: De TGS 812 gebruikt in een alcoholmeter.

TGS 813

enkele gloeidraad, koolstofmonoxyde

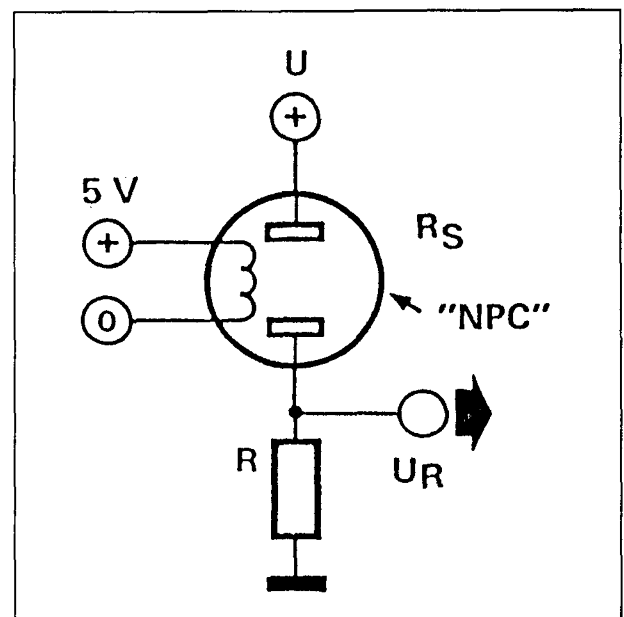
De TGS 813 is een goedkope Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die geoptimaliseerd werd voor het meten van de concentratie koolstofmonoxyde in de lucht. Maar daarnaast is deze sensor ook gevoelig voor andere gassen zoals methaan en prophaan.



Figuur 19/8.2-35: Behuizing van de TGS 813.

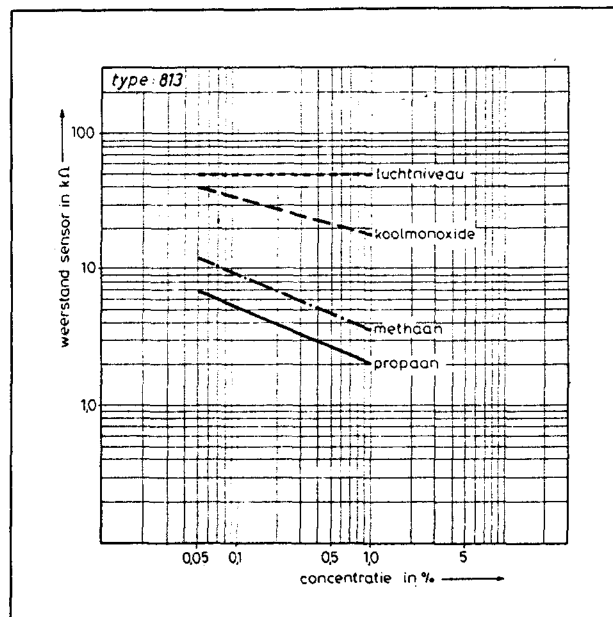
Technische gegevens

- fabrikant: Figaro
- behuizing: figuur 19/8.2-35
- intern schema: figuur 19/8.2-36
- gloeispanning: 5 V
- gloeistroom: 166 mA
- weerstand gloeidraad: 30 Ω
- opwarmtijd: 2 minuten
- werkspanning sensor: 24 V max.
- stroom sensor: 0,6 mA max.
- weerstand sensor: 5 kΩ tot 15 kΩ
- gevoeligheid: figuur 19/8.2-37
- invloed gloeispanning: figuur 19/8.2-38
- invloed voedingsspanning: figuur 19/8.2-39

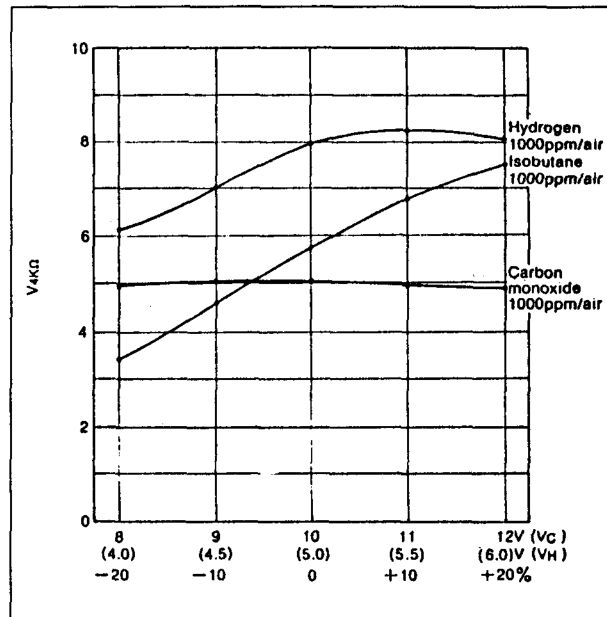


Figuur 19/8.2-36: Intern schema van de TGS 813.

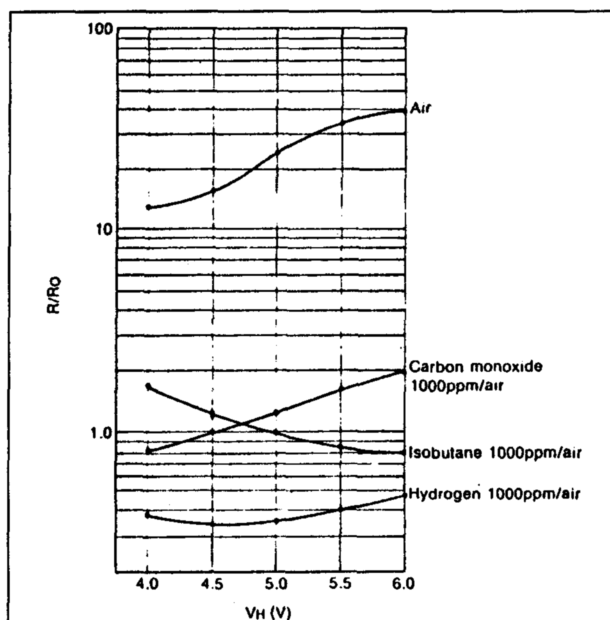
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-37: Gevoeligheids-karakteristiek van de TGS 813.



Figuur 19/8.2-39: Invloed van de voedingsspanning op de weerstand van het element van de TGS 813.



Figuur 19/8.2-38: Invloed van de gloeispanning op de weerstand van het sensorelement van de TGS 813.

Voorbeeld-schakelingen

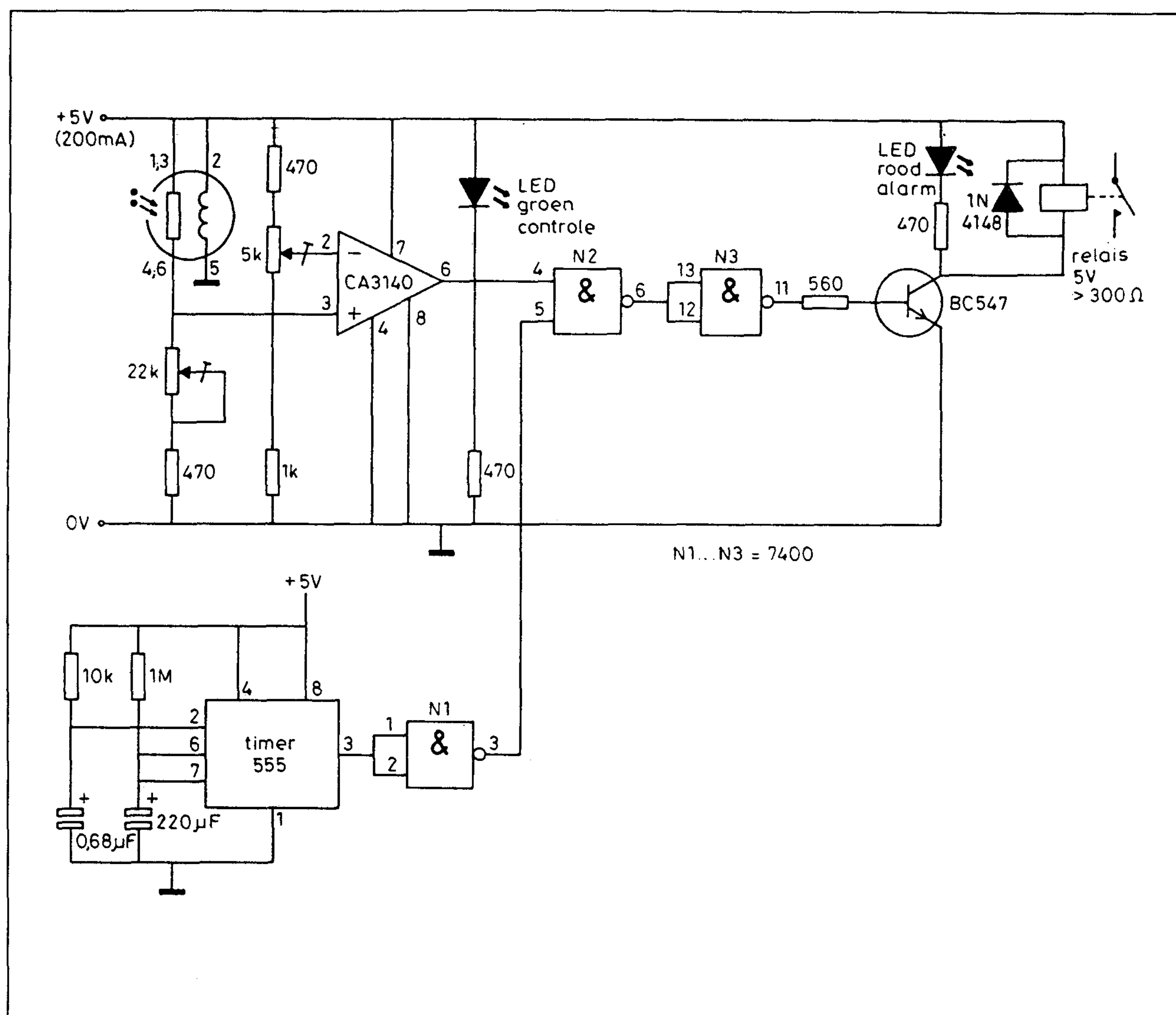
– figuur 19/8.2-40:

In deze schakeling wordt de TGS 813 gebruikt voor het activeren van een relais. Om de opwarmingsperiode te overbruggen wordt gebruik gemaakt van een als monostabiele multivibrator geschakelde 555. Deze levert, na het inschakelen van de voeding, een puls met een breedte van 1400 ms. Deze zorgt via de poorten N1 en N2 dat het uitgangssignaal van de comparator CA 3140 gedurende de instabiele opwarmingsfase van de sensor niet kan doordringen tot de relaistrap.

– figuur 19/8.2-41:

Eenvoudige analoge verontreinigingsmeter. De uitgangsspanning van de TGS 813 wordt in een brugschakeling vergeleken met de spanning op de loper van de instelpotentiometer R8. Hiermee kan men de naald van de meter op geen uitslag afregelen in zuivere lucht. Door middel van de omschakelaar S2 kan men de spanning van de batterij testen.

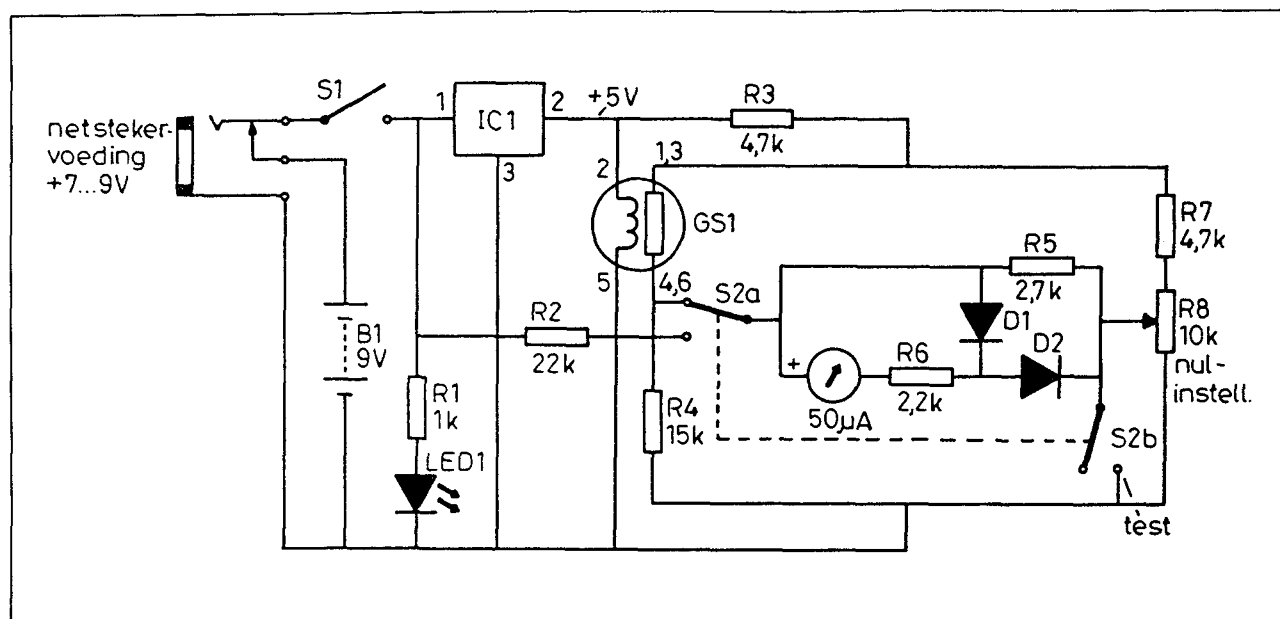
8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



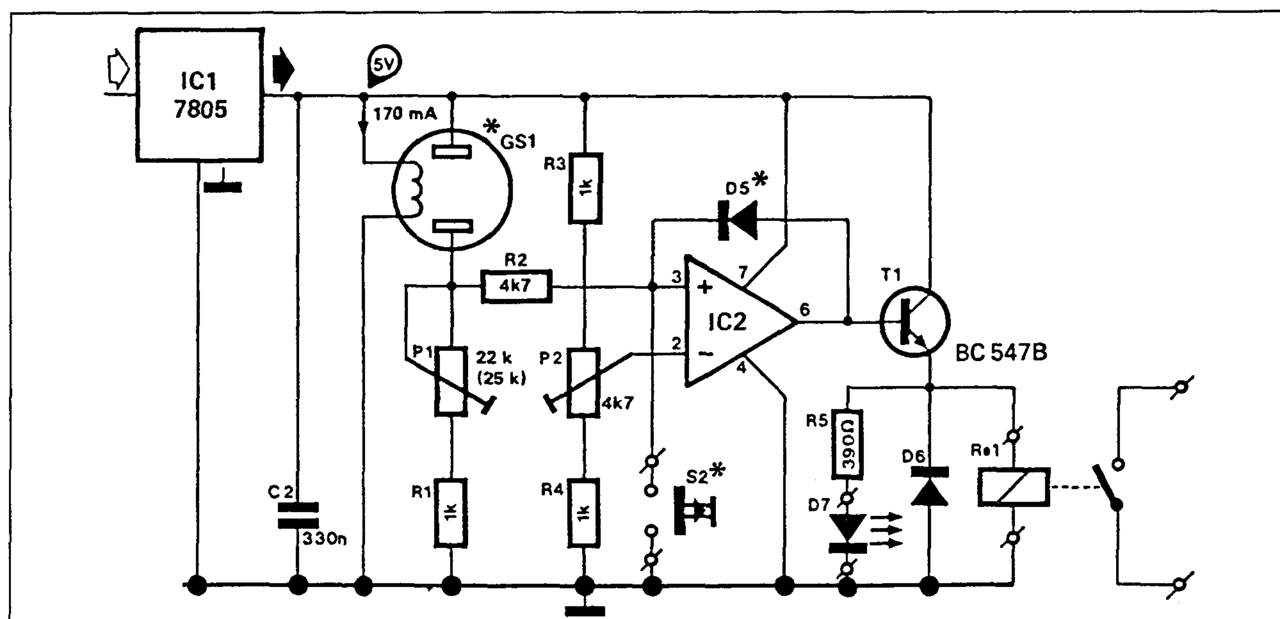
Figuur 19/8.2-40: De TGS 813 stuurt een alarm-relais. Door middel van een monostabiele multivibrator wordt de opwarmingsperiode overbrugd.

– figuur 19/8.2-42:
Schakeling met geheugenfunctie. De comparator IC2 heeft nu een terugkoppeling onder de vorm van de diode D5.
Als de sensor zoveel spanning afgeeft dat de comparatoruitgang naar "H" omklapt, zal deze hoge spanning via de diode teruggekoppeld worden naar de niet-inverterende ingang van IC2. Het gevolg is dat de uitgang van de comparator "H" blijft, ook al valt de sensorspanning onder de drempelwaarde. Het alarm kan gereset worden door het indrukken van S2. Hierdoor gaat de niet-inverterende ingang naar de massa, de comparatoruitgang wordt "L" en de terugkoppeling via de diode D5 wordt verbroken.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren



Figuur 19/8.2-41: De TGS 813 in een schakeling met analoge meter met nulpuntinstelling.



Figuur 19/8.2-42: De TGS 813 gebruikt in een comparator-schakeling met geheugenfunctie.

TGS 814

enkele gloeidraad, ammoniak

De TGS 814 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS 812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van ammoniakgas. De gevoeligheid voor waterstofgas is geminimaliseerd. De TGS 814 wordt gebruikt bij industriële koelaggregaten voor het detecteren van ammoniaklekken.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

TGS 815

enkele gloeidraad, brandbare gassen
De TGS 815 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS 812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van brandbare gassen zoals methaan, prophaan en buthaan.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

TGS 816

enkele gloeidraad, brandbare gassen
De TGS 816 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS 812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van brandbare gassen zoals prophaan, methaan en buthaan. De gevoeligheid voor koolstofmonoxyde is geminimaliseerd.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

TGS 817

enkele gloeidraad, organische oplosmiddelen
De TGS 817 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS 812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van gassen van organische oplosmiddelen zoals alcohol en freon. Daarnaast is de TGS 817 ook gevoelig voor koolstofmonoxyde in het bereik van 500 tot 1.000 ppm.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

TGS 911

enkele gloeidraad, brandbare gassen
De TGS 911 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS 812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van licht ontvlambare gassen.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro

Nadere gegevens ontbreken.

8.2 Type-beschrijving gas-sensoren

19/8.3

Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren

SD 2

besturings-IC voor optische sensor

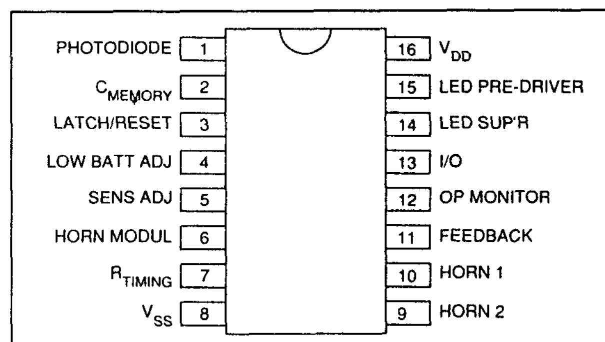
De SD 2 is ontwikkeld voor het detecteren van rook door middel van een optische techniek. Het IC stuurt een infrarode LED pulsvormig aan, de intensiteit van het door een infrarood gevoelige fotodiode opgevangen licht wordt gemeten en geëvalueerd. Het IC heeft een uitgang voor het sturen van een piëzo-elektrisch alarm.

Technische gegevens

- fabrikant: Supertex Inc.
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-1
- intern blokschema: figuur 19/8.3-2
- voedingsspanning:
  +7 V min.
  +9 V typisch
  +15 V max.
- voedingsstroom: 10 µA max.
- gevoeligheid fotodiode ingang:
  0,8 mV typisch
- lekstroom fotodiode ingang: +/-1 nA max.
- meetperiode: 1 s
- LED stuurstroom: 20 mA typisch
- modulatiefrequentie alarm: 8 Hz
- uitgangsstroom alarm: 25 mA min.

Werkingsprincipe

De "LED PRE-DRIVER"-uitgang stuurt via een externe transistor zeer smalle pulsen door een infrarode LED. Deze lichtpulsen worden opgevangen door een infrarood gevoelige diode. De stroom door deze diode wordt door de schakeling gecontroleerd. Aan de hand van de grootte van deze stroom kan de schakeling detecteren of er met rook verontreinigde lucht aanwezig is tussen de LED en de fotodiode. Wordt rook gedetecteerd, dan wordt een piëzo-ceramische zoemer geactiveerd. Via een "REMOTE"-pen kunnen diverse identieke schakelingen parallel geschakeld worden. Via de "OPERATION MONITOR"-uitgang, waarop een LED wordt aangesloten, kan de actieve status van de schakeling worden aangegeven. Via deze pen worden ook signalen afgegeven als de batterijspanning te laag wordt of als er iets mis is met de combinatie LED + fotodiode. De schakeling is zo ontworpen, dat de voedingsstroom tot een minimum gereduceerd wordt. Batterijvoeding (9 V) is dan ook heel goed mogelijk.

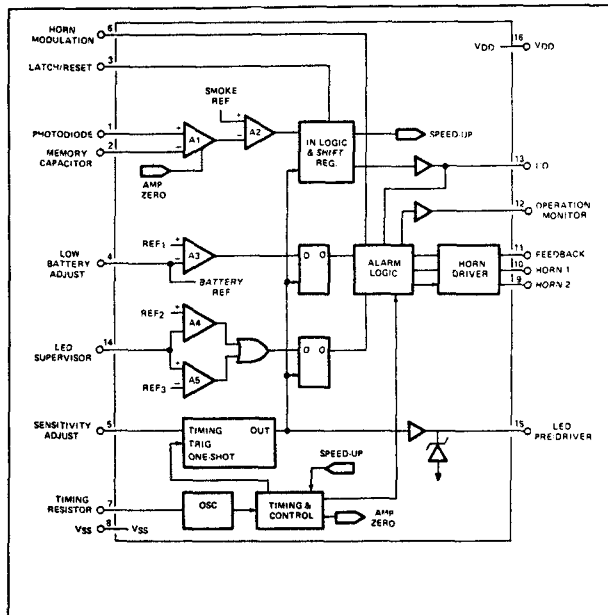


Figuur 19/8.3-1: Aansluitgegevens van de SD 2.

Beschrijving van de pennen

- Pen 1: fotodiode ingang
  Wordt verbonden met de kathode van de fotodiode, de anode hangt aan de positieve voedingsspanning.
- Pen 2: ingang geheugencondensator

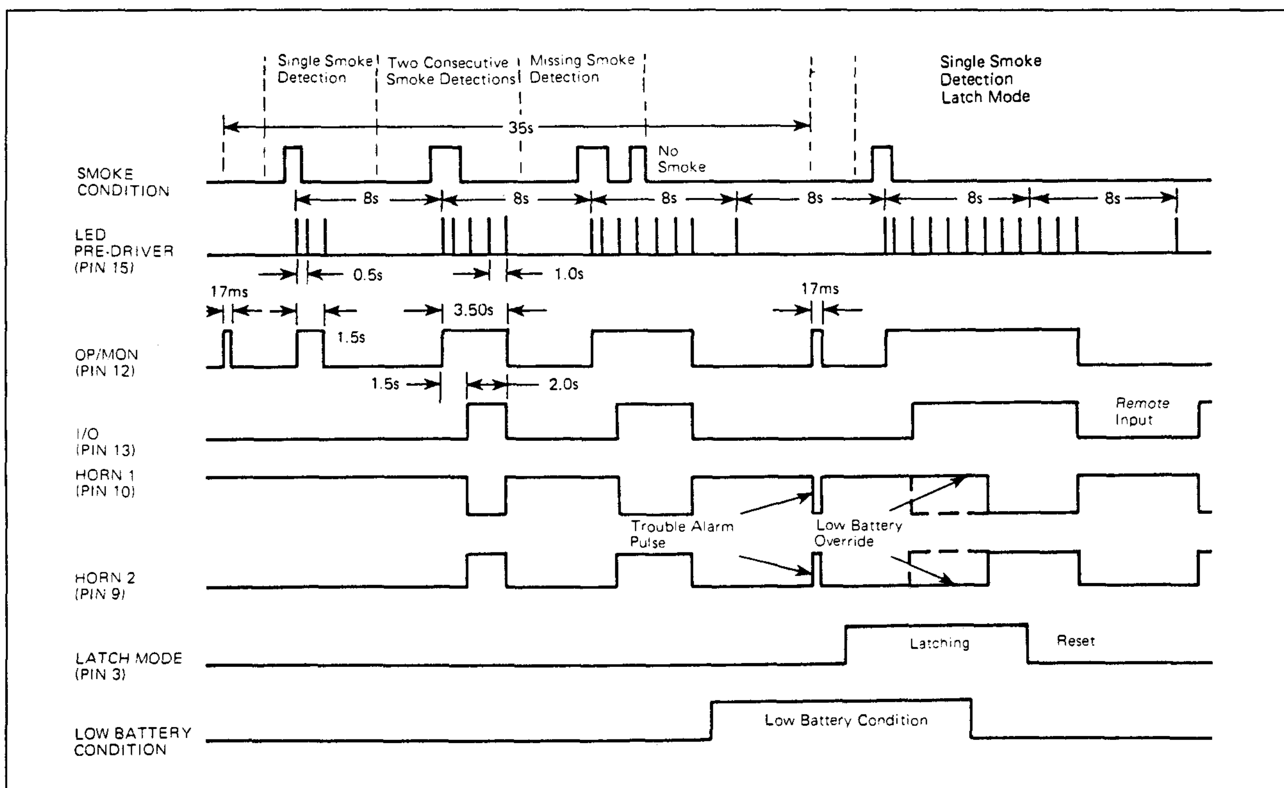
8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-2: Intern blokschema van de SD 2.

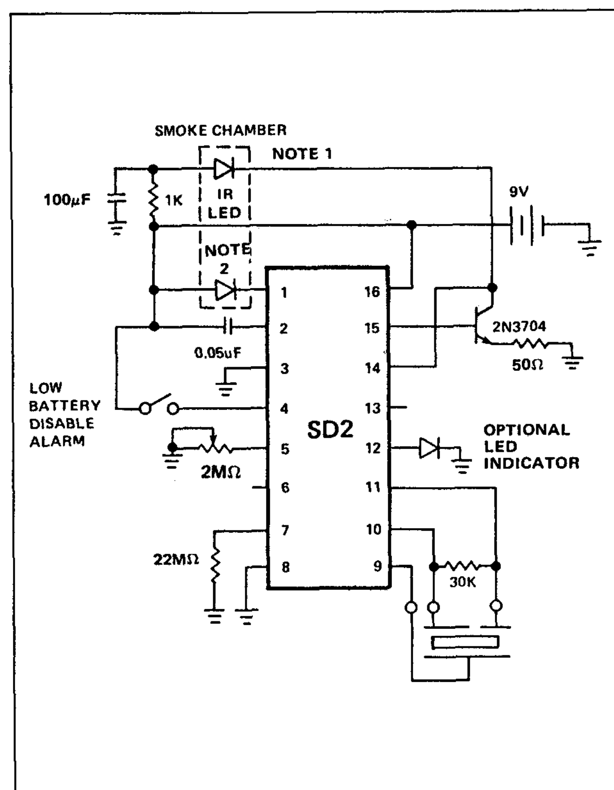
Een condensator aan deze ingang bepaalt de gevoeligheid van de detector, waarde kan variëren tussen 10 nF en 50 nF.

- Pen 3: latch/reset ingang
  Als deze ingang met de voeding wordt verbonden zal de schakeling na het detecteren van een alarm in de alarm-toestand blijven. Een reset ontstaat door deze ingang even naar de massa te trekken.
- Pen 4: low battery threshold
  Door deze pen via een weerstand met de massa te verbinden, kan men de drempelspanning van de batterij instellen, waarbij de schakeling een "LOW BAT"-conditie afgeeft.
- Pen 5: smoke sensitivity adjustment
  Door deze pen via een weerstand met de massa te verbinden kan men de gevoeligheid van de detector instellen.



Figuur 19/8.3-3: De volledige timing van de SD 2.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-4: De door de fabrikant voorgestelde schakeling rond de SD 2.

- Pen 6: horn modulation control input
  Als deze pen met de voeding verbonden wordt, werkt het alarm intermitterend. Verbindt men deze pen met de massa, dan klinkt het alarm ononderbroken.
- Pen 7: timing resistor
  Een weerstand tussen deze pen en de massa stelt de oscillatorfrequentie in.
- Pen 8: massa
- Pennen 9, 10 en 11: horn outputs
  Worden verbonden met de drie aansluitingen van de piëzo-ceramische transducer van het alarm.
- Pen 12: operation monitor
  Stuurt een puls van 17 ms breedte om de 35 s naar een LED, die aangeeft dat de schakeling actief is. Stroomcapaciteit is 4 mA. Deze LED wordt continu gestuurd als een alarm wordt gedetecteerd.
- Pen 13: multiple station input/output
  Deze pen kan verbonden worden met maximaal 22 identieke IC's. Deze pen gaat naar "H" als twee alarmsituaties zijn gedetecteerd.
- Pennen 14 en 15: LED supervisor
  Deze twee pennen moeten op de in de voorbeeld-schakeling getekend manier met de stroombesturing van de LED worden verbonden.
  Pen 15 kan maximaal 13 mA leveren en is zener-geclampt op een spanning van 6,7 V.

Timing van de schakeling
De volledige timing van de schakeling is getekend in figuur 19/8.3-3.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 19/8.3-4:

Standaard-schakeling rond de SD 2 voor het samenstellen van een zelfstandig werkend rookalarm. Vanwege de zeer lage stroomopname kan de voeding verzorgd worden door een batterij.

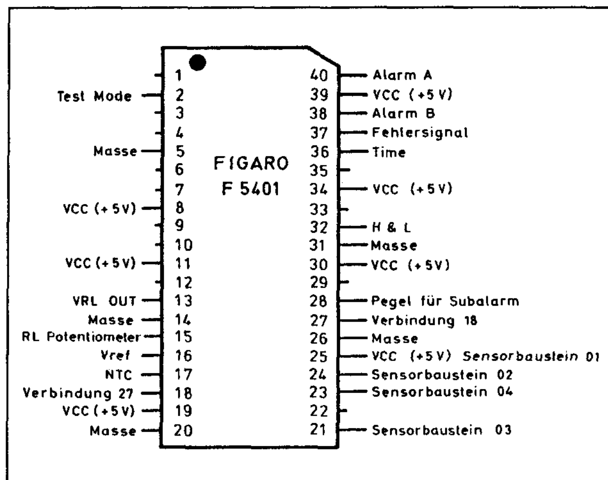
FIC 5401

besturings-IC voor Taguchi-sensoren

De FIC 5401 van Figaro is door deze fabrikant speciaal ontwikkeld voor het besturen van zijn Taguchi-sensoren met dubbele gloeidraad. De FIC 5401 bestuurt de drie fasen van een meetcyclus: regenereren, instellen werktemperatuur en uitlezen. De FIC 5401 bezit een 4 bit brede microprocessor met ingebrand bedrijfssysteem. De schakeling is in staat de invloed van de omgevingstemperatuur op de meting te compenseren en heeft uitgebreide alarm- en meldingsfuncties.

Technische gegevens
- fabrikant: Figaro
- behuizing: DIL-40
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-5
- intern blokschema: figuur 19/8.3-6
- voedingsspanning: +5 V
- voedingsstroom: 500 mA typisch

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren

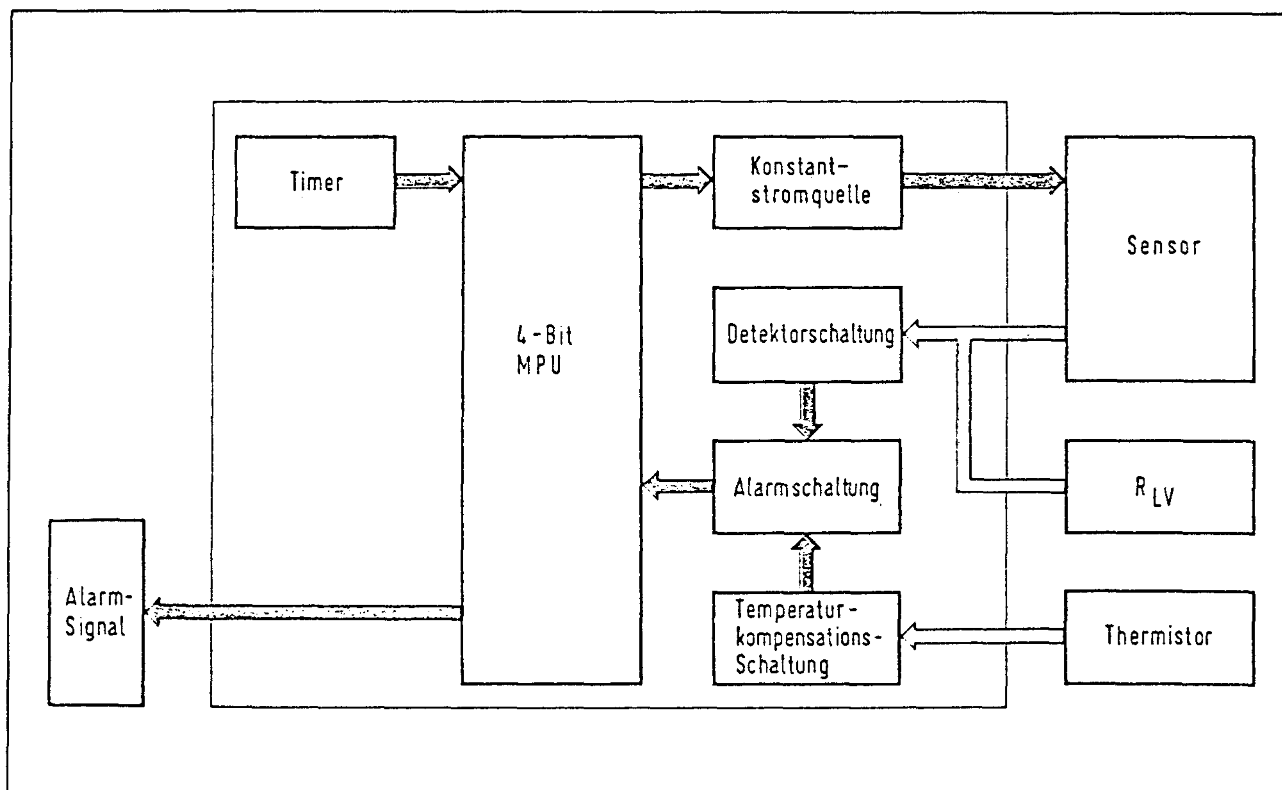


Figuur 19/8.3-5: Aansluitgegevens van de FIC 5401.

Beschrijving van de werking

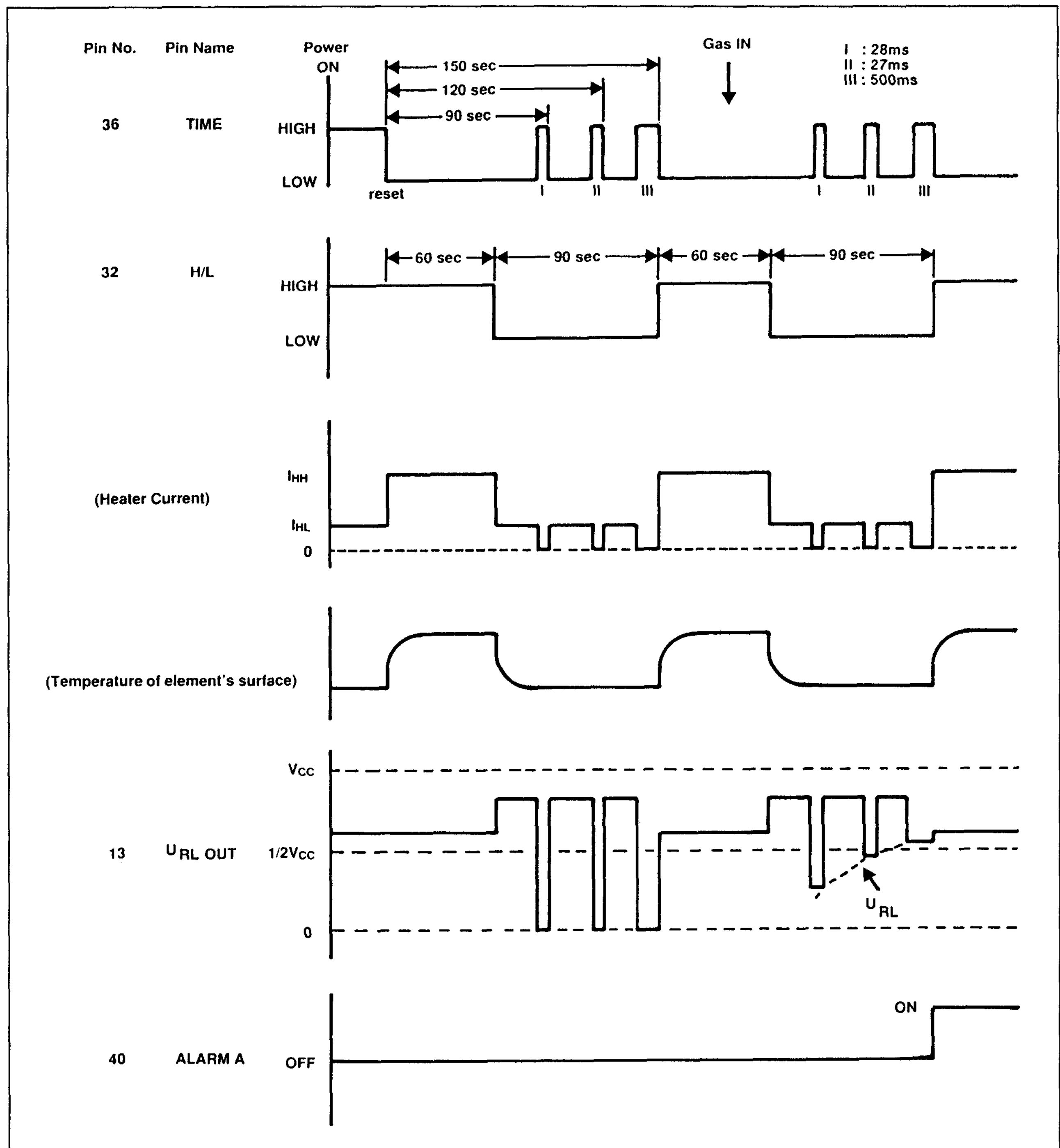
Het timingdiagram van figuur 19/8.3-7 beschrijft de cyclus van de FIC 5401.

Eerst wordt gedurende 60 s een grote stroom door de gloeidraden van de sensor gestuurd. De sensor wordt hierdoor geregenereerd, aanwezige actieve koolfilters in de sensor worden door de hoge temperatuur uitgedampt. Nadien volgt een periode van 90 s waarin de gloeidraadstroom tot de werkwaarde wordt gereduceerd. In deze periode worden drie meetfasen ingelast, in de grafiek aangegeven met I, II en III. Deze drie meetfasen duren respectievelijk 30 ms, 30 ms en 500 ms. Tijdens deze laatste meetfase wordt de weerstand van de sensor omgezet in een spanning die vergeleken wordt met een referentiespanning. Deze referentiespanning wordt bepaald door de waarde van de weerstand die is aangesloten aan pen 15. Als de sensorspanning groter is dan de referentiespanning gaat de FIC 5401 naar de alarmfase.



Figuur 19/8.3-6: Intern blokschema van de FIC 5401.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-7: Het timing-diagram van de FIC 5401.

Beschrijving van de pennen

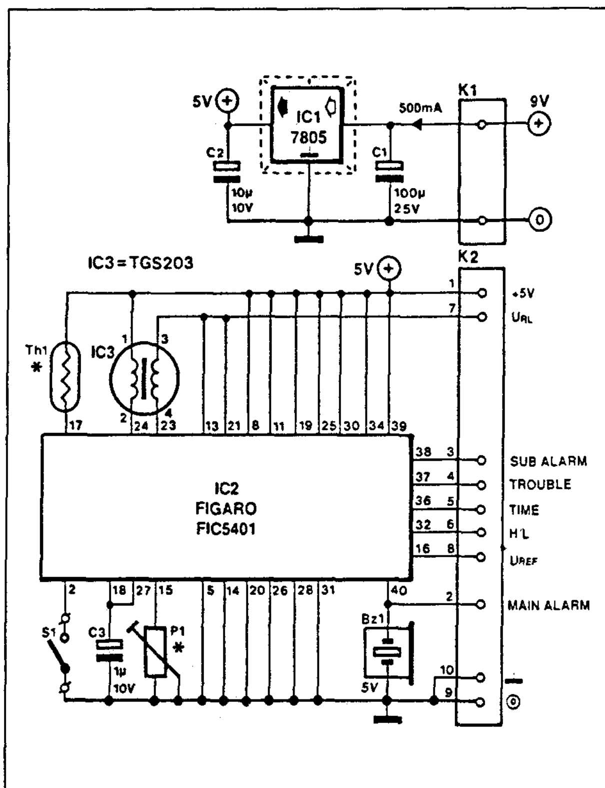
Een korte beschrijving van de functie van de belangrijkste pennen:

- Pen 15: RL

Op deze pen wordt de potentiometer aangesloten, waarmee de alarmdrempel van de verontreiniging wordt ingesteld.

- Pen 16: Vref

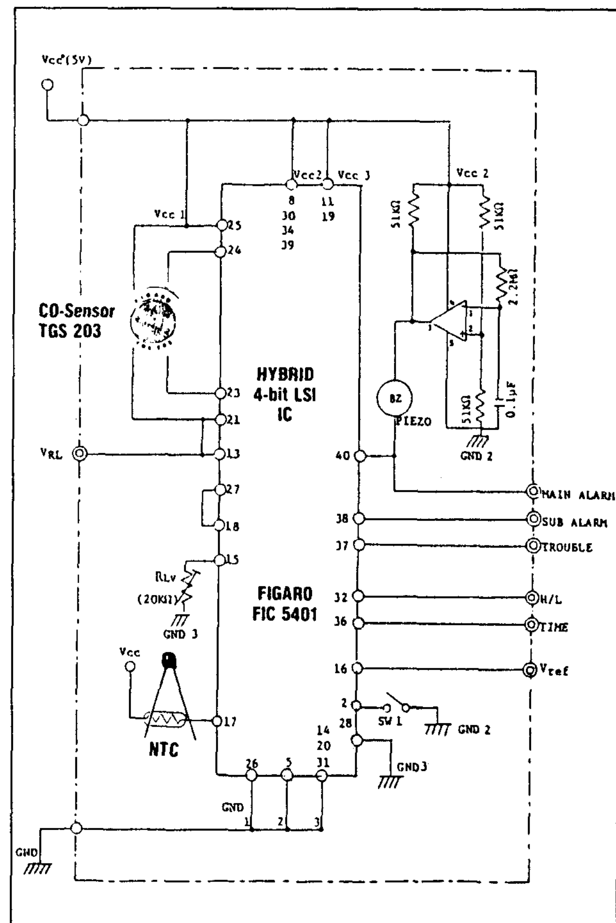
8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-8: Eenvoudige toepassing van de FIC 5401 met zoemer als alarm.

Op deze pen staat de referentiespanning die wordt gebruikt om de sensorspanning te evalueren.

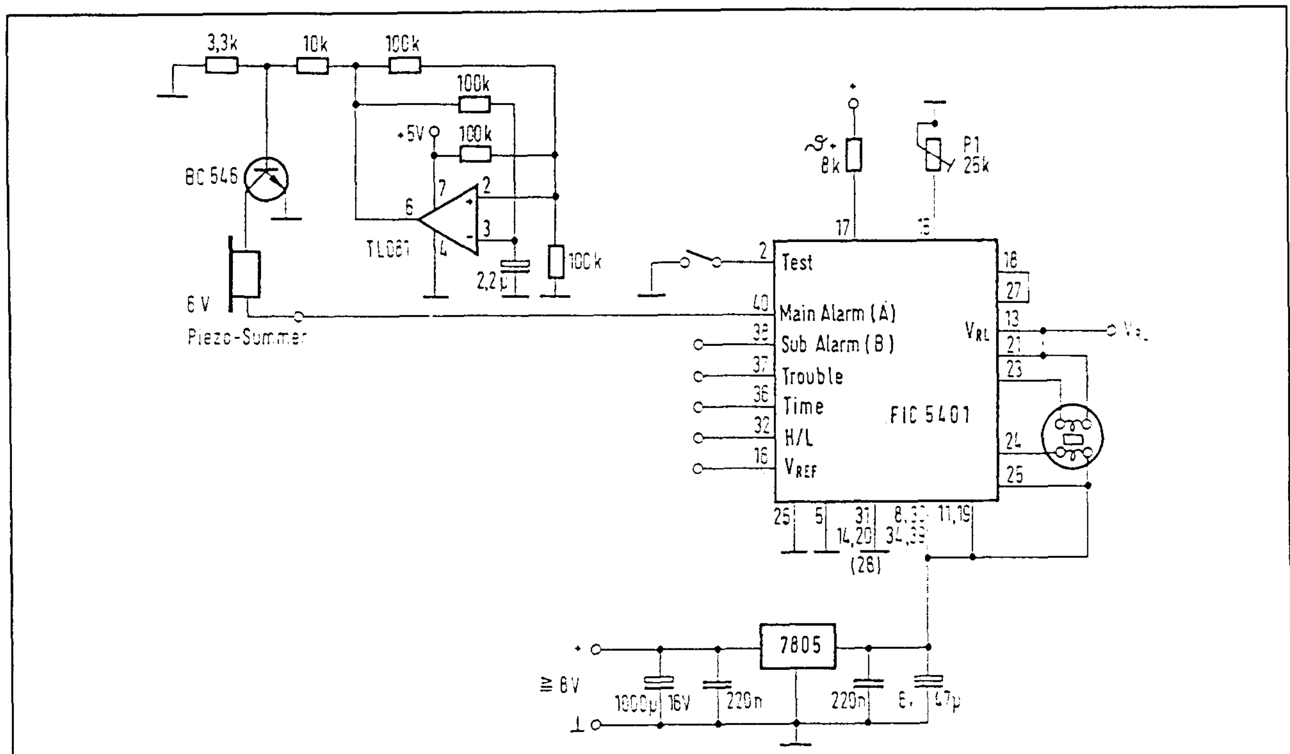
- Pen 13: VRL out
  Op deze pen staat de van de sensorweerstand afgeleide spanning, die vergeleken wordt met Vref.
- Pen 40: Alarm A
  Dit is het hoofdalarm. Deze pen wordt "H" als een alarmconditie is waargenomen. Deze uitgang kan 100 mA leveren.
- Pen 38: Alarm B
  Deze pen wordt "L" op het moment dat de gemeten hoeveelheid verontreiniging in de lucht gelijk wordt aan de helft van de alarmwaarde. Deze uitgang kan maximaal 12 mA sinken.
- Pen 37: Trouble
  Deze pen wordt "L" als de processor vaststelt dat de sensor niet meer werkt of dat de interne stroombronnen geen stroom meer leveren aan de gloeidraden.



Figuur 19/8.3-9: Intern schema van een door Figaro zélf ontwikkeld module rond de TGS 203 en de FIC 5401.

- Pen 36: time
  Deze uitgang levert om de 30 s een syncpuls, waarmee meetapparatuur van tijdmarkeringen kan worden voorzien. Belangrijk als men bijvoorbeeld de analoge uitgang van het IC aansluit op een meetwaardenschrijver.
- Pen 32: H&L
  Deze pen schakelt van niveau om als de stroom door de gloeidraden van de sensor omschakelt van de hoge naar de lage waarde.
- Pen 17: NTC
  Tussen deze pen en de voeding wordt een NTC-weerstand aangesloten.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-10: Draagbare CO-tester met piëzo-ceramisch alarm.

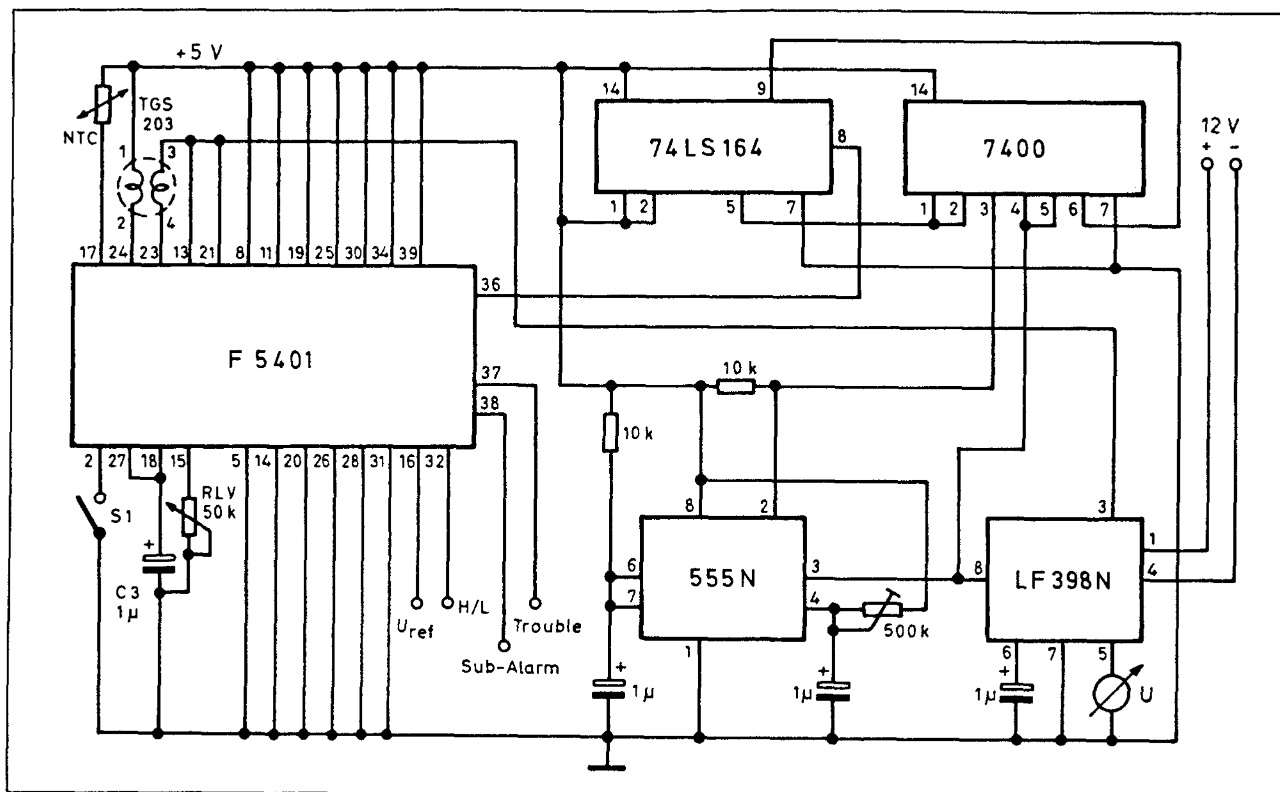
Deze heeft een nominale weerstand van 8 kΩ bij 25 °C en een B-factor van 4.200.
- Pennen 21, 23, 24, 25: sensor
Tussen deze pennen worden de twee gloeidraden van de sensor aangesloten.

Voorbeeldschakelingen

- figuur 19/8.3-8:
Standaard-schakeling rond de FIC 5401 met een Taguchi-sensor TGS 203 voor digitaal alarm via een buzzer.
De belangrijkste uitgangssignalen van het IC worden via een connector K2 naar buiten gevoerd.
- figuur 19/8.3-9:
Intern schema van een module die door Figaro zélf wordt geleverd. Ook deze schakeling werkt met een sensor van het type TGS 203. Door middel van een operationele versterker wordt de zoemer intermitterend gestuurd.
- figuur 19/8.3-10:
Praktisch schema van een draagbaar CO-alarm met auditieve alarmmelding.

Basis is een Taguchi-sensor van het type TGS 203. De FIC 5401 stuurt een piëzo-ceramische zoemer.
Deze wordt door de schakeling rond de operationele versterker TL 081 intermitterend aangestuurd.
- figuur 19/8.3-11:
Schema van een analoge CO-meter rond een TGS 203 en een FIC 5401. De digitale schakeling rond de 74LS164, 7400 en 555 zorgt ervoor dat de meetwaarde van de FIC 5401 maar om de drie cycli wordt uitgelezen. De analoge uitgangsspanning van de FIC 5401 gaat naar een sample and hold van het type LF 398N. De meetwaarde wordt opgeslagen in de condensator van 1 µF op pen 6 van de S&H en uitgelezen op een wijzerinstrument. Dit moet een einde schaal waarde van 5 V hebben. De schaal kan geijkt worden in ppm. Als men Rlv een waarde van 50 kΩ geeft heeft de meter een bereik van 0 tot 100 ppm.
Met een waarde van 20 kΩ loopt de schaal van 0 tot 1.000 ppm.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-11: Schema van een analoge CO-meter met uitlezing in ppm.

FIC 5603

besturings-IC voor Taguchi-sensoren

De FIC 5603 is speciaal door Figaro ontwikkeld voor het besturen van Taguchi-sensoren met enkele gloeidraad. Het IC heeft een ingebouwde analoog naar digitaal omzetter, waarmee de uitgangsspanning van de sensor wordt geëvalueerd.
Het IC heeft vijf alarmuitgangen, die actief laag worden en bedoeld zijn voor het sturen van LED's.

Technische gegevens

- fabrikant: Figaro
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-12
- voedingsspanning: +5 V
- voedingsstroom: 100 mA typisch

Beschrijving van de pennen

- Pen 15: ingang ADC
  Aan deze pen wordt de versterkte uitgangsspanning van de sensor toegevoerd.
- Pen 16: ADC
  Deze pen is een uitgang die wordt teruggekoppeld naar de operationele versterker die tussen de sensor en pen 15 is geschakeld.
- Pennen 1 en 18: oscillator
  Tussen deze twee pennen moet een kristal met een frequentie van 4 MHz worden opgenomen. Dit kristal bepaalt de interne timing van het IC.
- Pen 4: reset
  Door het aansluiten van een condensator tussen deze pen en de massa wordt de schakeling bij het inschakelen van de voedingsspanning geïnitialiseerd.
- Pennen 7 en 8: oppervlakte
  De binaire code op deze ingangen moet ingesteld worden op de inhoud van de te

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren

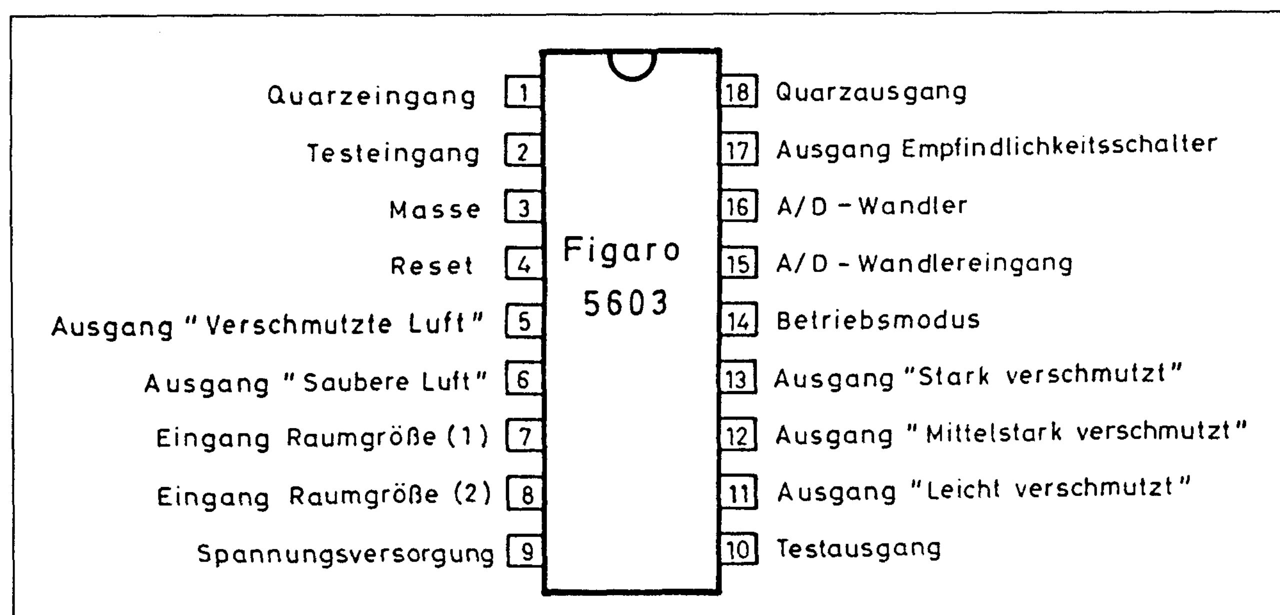
bewaken ruimte. In de gevoeligste stand is de schakeling in staat (in combinatie met een Taguchi-sensor van het type TGS 800) de rook van een sigaret in een lokaal met een inhoud van 50 m^3 te detecteren.

- Pen 17: gevoeligheid
  Deze pen bepaalt de gevoeligheid van de schakeling, de twee standen worden ingesteld door deze pen met de massa of met de voeding te verbinden. Is de schakeling ingesteld op lage gevoeligheid, dan zal de schakeling korte verontreinigingen negeren en alleen reageren op verontreinigingen die langer duren.
- Pen 14: modus
  Digitale stuuringang die de schakeling aanpast aan het gebruik van een ventilator, geactiveerd door de schakeling.
- Pen 6: zuivere lucht
  Deze uitgang wordt intermitterend met een periode van 0,5 s naar "L" getrokken als de sensor geen verontreiniging meet.
- Pen 11: licht verontreinigd
  Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht licht verontreinigd is.
- Pen 12: middelmatig verontreinigd
  Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht meer dan licht verontreinigd is.
- Pen 14: sterk verontreinigd
  Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht sterk verontreinigd is.
- pen 5: verontreinigd
  Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de sensor verontreiniging heeft vastgesteld.
  Deze uitgang gaat "L" als een van de uitgangen 11, 12 of 13 ook naar "L" wordt getrokken. Deze uitgang kan ook gebruikt worden voor het sturen van een extern alarm.

Voorbeeld-schakeling

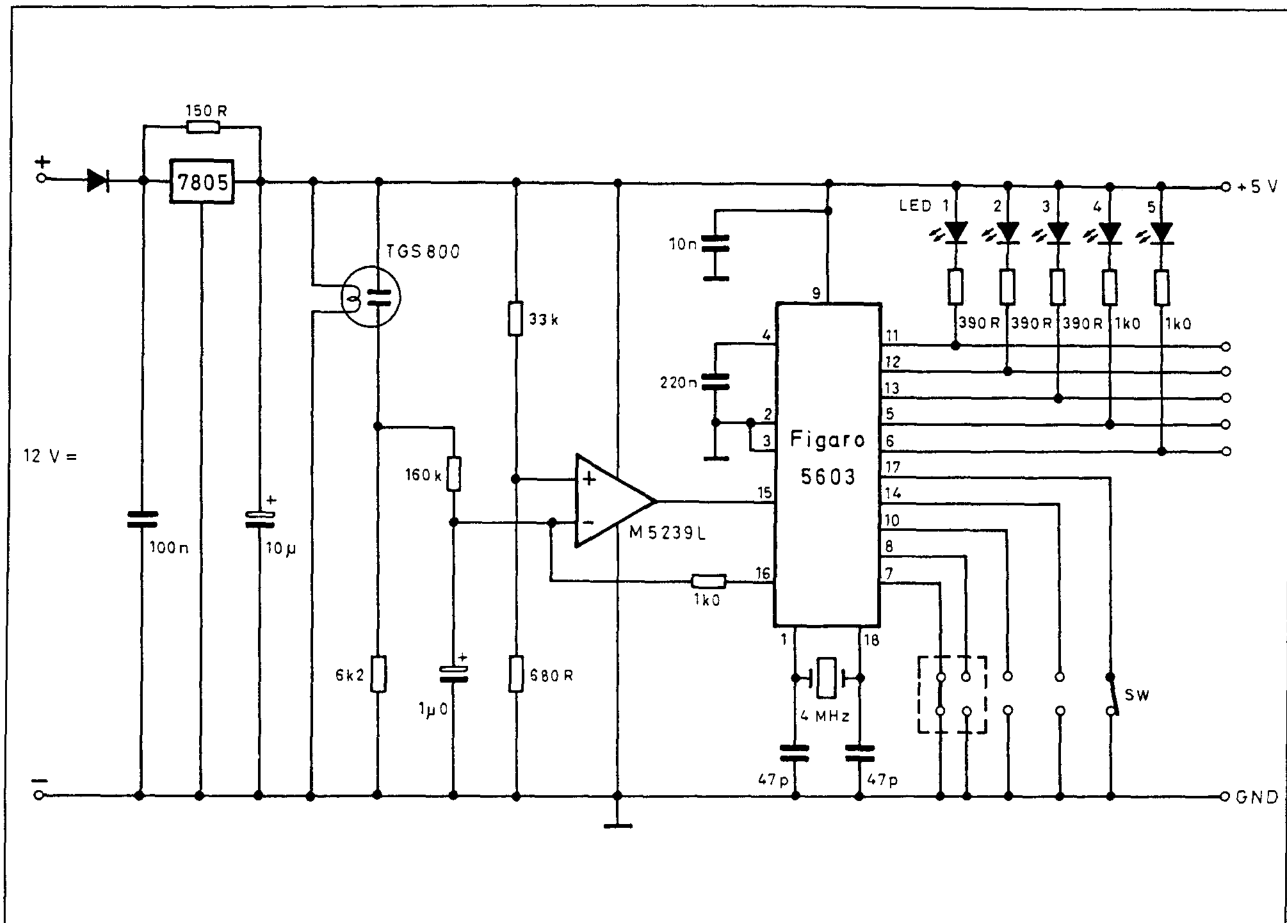
- figuur 19/8.3-13:

Basis-schakeling rond de FIC 5603 met een TGS 800 als Taguchi-sensor.



Figuur 19/8.3-12: Aansluitgegevens van de FIC 5603.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-13: Basis-schema rond de FIC 5603.

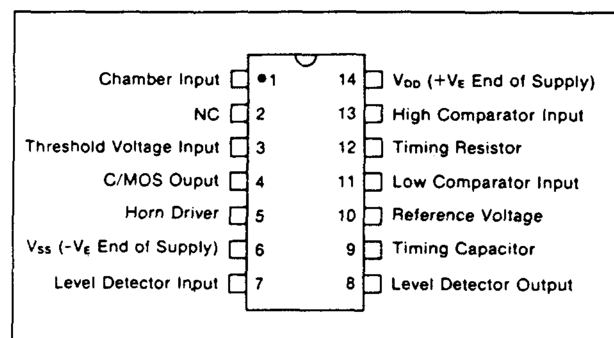
MEM 4962

besturings-IC voor ionisatiekamers

De MEM 4962 is speciaal ontwikkeld voor het afsluiten van hoogohmige ionisatiekamers. De ingangstrap heeft een impedantie van 10^{13} Ω. De schakeling is bedoeld voor batterijvoeding en heeft een ingebouwd alarm als de batterijspanning onder een bepaalde drempel valt.

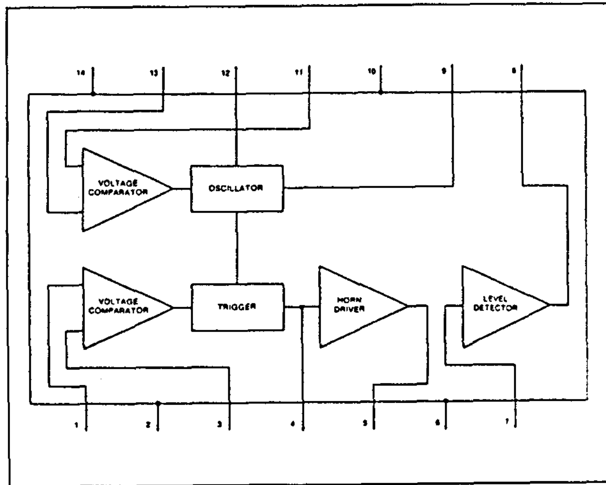
Technische gegevens

- fabrikant: General Instruments
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-14
- intern blokschema: figuur 19/8.3-15
- voedingsspanning: 18 V max.
- voedingsstroom: 10 µA typisch
- lekstroom ingang: 1 pA min.
- ingangsimpedantie: 10^{13} Ω tot 150 °C
- triggerspanning ingang: 0,1 V typisch
- alarmperiode LOW BAT-conditie: 20 s typisch
- sinkstroom uitgang: 240 mA typisch
- sourcestroom uitgang: 5 mA typisch

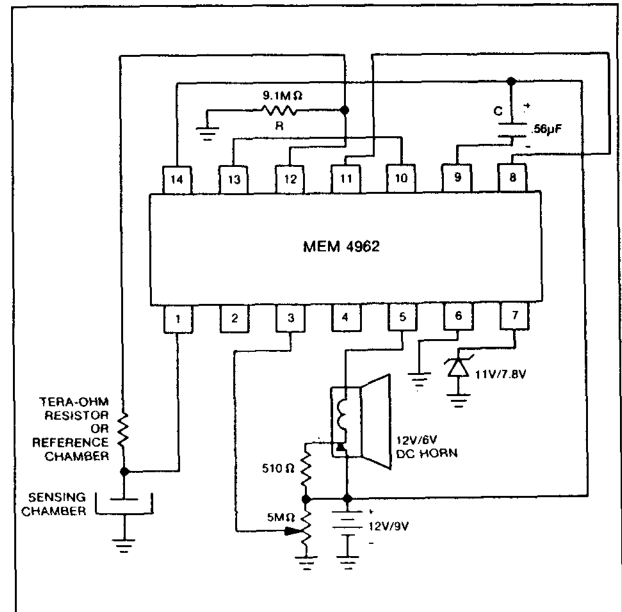


Figuur 19/8.3-14: Aansluitgegevens van de MEM 4962.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-15: Intern blokschema van de MEM 4962.



Figuur 19/8.3-16: Standaard-schakeling rond de MEM 4962.

Beschrijving van de werking

De MEM 4962 heeft vier werkings-modi:

- Stand-by
  Dit gebeurt als V1<V3 en V11<V13. De oscillator is uitgeschakeld en de alarm-uitgang is "L".
- Alarm
  Dit gebeurt als V1>V3 en V11<V13. De oscillator is uitgeschakeld en de alarm-uitgang is "H".
- Low battery
  Dit gebeurt als V1<V3 en V11>V13. De oscillator is ingeschakeld en de alarm-uitgang wordt intermitterend "L" en "H" gestuurd met een duty-cycle van 1/1.500 en met een frequentie die gegeven wordt door 8RC.
- Low battery alarm
  Dit gebeurt als V1>V3 en V11>V13. De oscillator is ingeschakeld en de alarm-uitgang is "H".

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/8.3-16:

Standaard-schema rond de MEM 4962. Met de potentiometer van 5 MΩ kan de gevoeligheid ingesteld worden.

MC 14466

besturings-IC voor ionisatiekamers

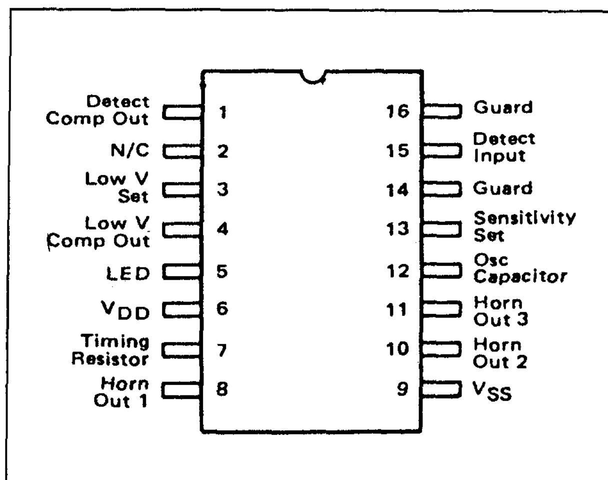
De MC 14466 is ontwikkeld voor toepassing in batterijgevoede rookmelders met ionisatiekamer. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om met een minimum aan externe componenten een functioneel apparaat samen te stellen. De schakeling heeft twee uitgangen.

De eerste stuurt een piëzo-ceramische resonator als alarm, de tweede een LED die de status van de schakeling aangeeft. De verbinding tussen ionisatiekamer en IC kan tamelijk lang zijn, omdat het IC over een guarded-ingang beschikt. Het ingangssignaal van de kamer wordt gebufferd en weer ter beschikking gesteld. Het gebufferde signaal wordt gebruikt om de afscherming van de kabel te voeden. Tussen centrale ader en afscherming staat dus een verwaarloosbaar spanningsverschil, zodat de impedantie van de kabel wordt uitgeschakeld en geen belasting vormt voor de zeer hoogohmige ionisatiekamer.

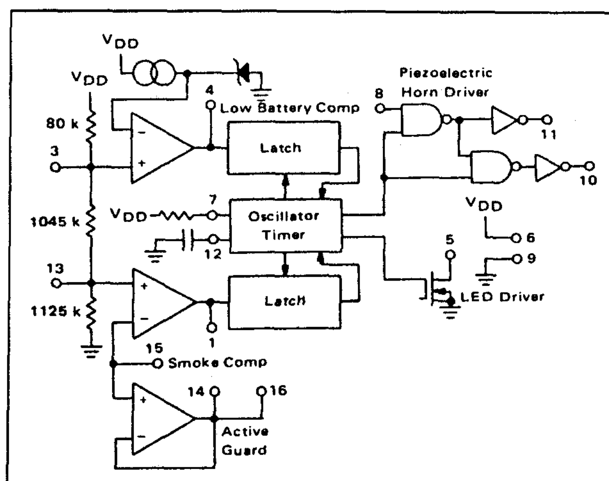
8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren

Opmerking

Door de zeer hoogohmige CMOS-ingang op pen 15 is de MC 14466 zeer gevoelig voor statische ladingen. De MC 14466 wordt geleverd met de pennen 14, 15 en 16 galvanisch doorverbonden door middel van een metalen stripje. Na verwijdering van dit stripje moet men het IC met de grootst mogelijke omzichtigheid behandelen.



Figuur 19/8.3-17: Aansluitgegevens van de MC 14466.



Figuur 19/8.3-18: Intern blokschema van de MC 14466.

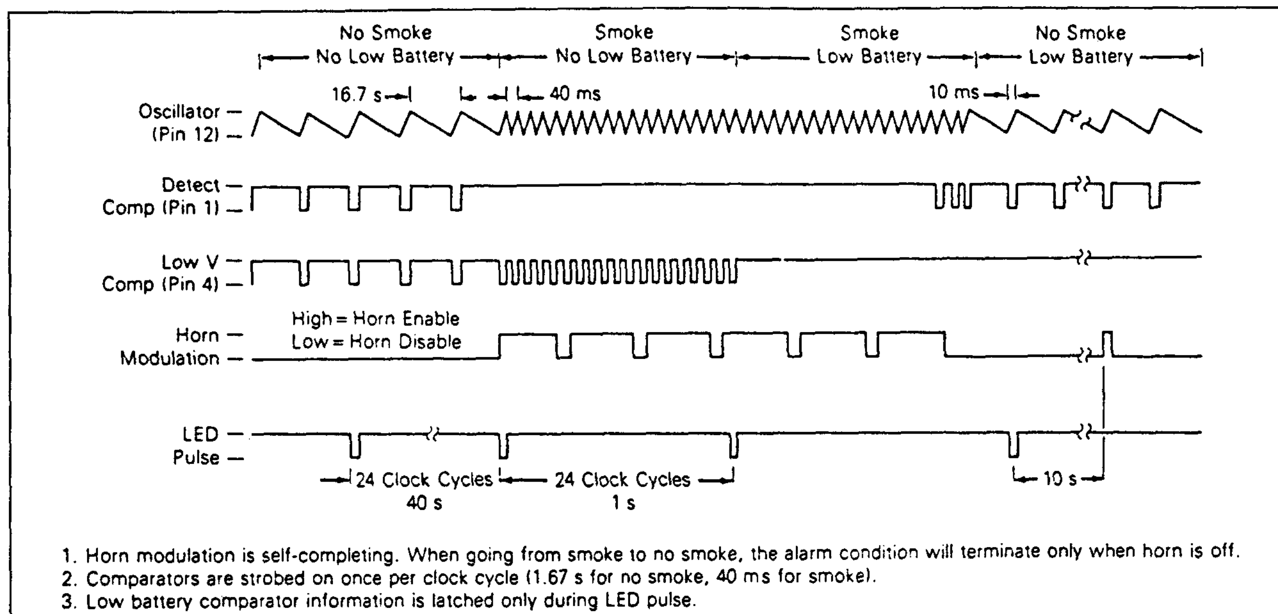
Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-17
- intern blokschema: figuur 19/8.3-18
- voedingsspanning: 15 V max.
- voedingsstroom: 9 µA max.
- uitgangsstroom LED: 10 mA
- detectiestroom ingang: 1 pA
- hysteresisch ingang: 150 mV

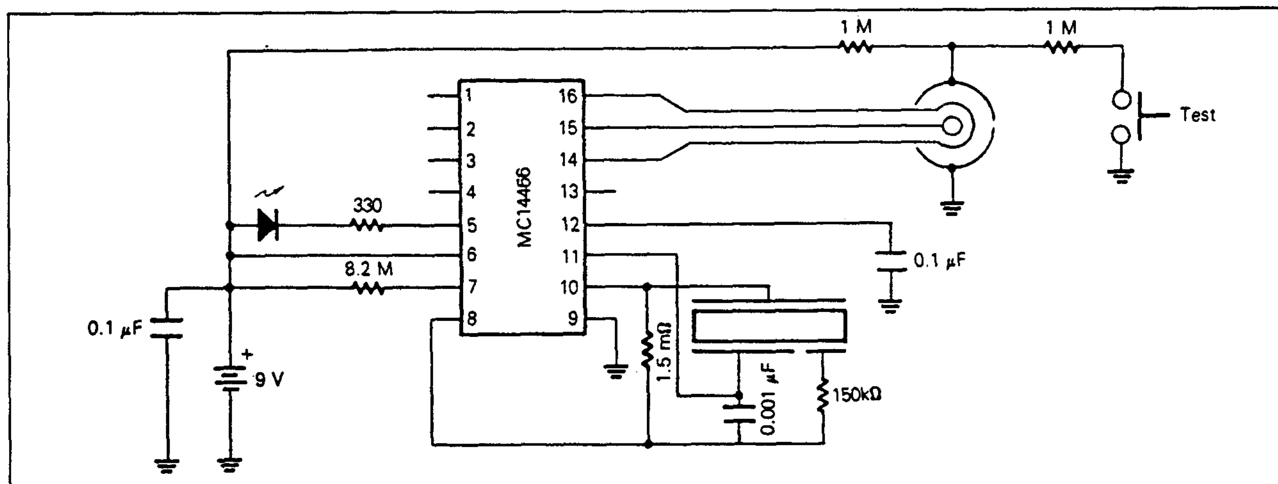
Beschrijving van de werking

De interne oscillator van de MC 14466 werkt met een periode van 1,67 s gedurende de rustfase. Na iedere periode wordt de voedingsspanning even aan de interne schakelingen van het IC aangeboden. Er wordt dan gemeten of de ionisatiekamer een signaal afgeeft dat duidt op de detectie van rook. Iedere 24 perioden word de spanning van de batterij gecontroleerd door deze te vergelijken met de spanning over een interne zenerdiode. Als rook wordt gedetecteerd wordt de periode van de interne oscillator opgevoerd tot 40 ms. De alarmuitgang wordt vrijgegeven, zodat de piëzo-ceramische zoemer wordt geactiveerd. De zoemer wordt gestuurd met een puls/pause-verhouding van 200 ms/40 ms. De LED-uitgang wordt bovendien gestuurd met een frequentie van 1 Hz. Het spanningsverschil tussen de uitgang van de ionisatiekamer en de guard-uitgangen van het IC bedraagt maximaal 100 mV. De drempels voor het detecteren van een alarm en een te lage batterijspanning worden intern ingesteld door middel van spanningsdelers. Beide drempels kunnen echter extern aangepast worden door weerstanden te schakelen tussen de pennen 3 en 13 naar de massa of de voeding. Door pen 12 met de massa te verbinden wordt de schakeling continu onder spanning gezet, zodat het mogelijk is beide drempelspanningen experimenteel op de gewenste waarde in te stellen. De batterij wordt getest door om de 40 s gedurende 10 ms een ontlaadstroom van 10 mA uit de batterij te onttrekken.

8.3 Type-beschrijving besturings-IC's voor gas-sensoren



Figuur 19/8.3-19: De timing van de MC 14466.



Figuur 19/8.3-20: Standaard-schakeling rond de MC 14466.

Deze stroom vloeit af via de LED. Gebruikt men geen LED, dan moet men dit onderdeel vervangen door een weerstand, zodat de batterijtest onder de gestelde condities doorgang kan vinden.
In figuur 19/8.3-19 is de timing van de MC 14466 getekend.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 19/8.3-20:

Standaard-schakeling rond de MC 14466.

MC 14467

besturings-IC voor ionisatiekamers

De MC 14467 is ontwikkeld voor toepassing in batterijgevoede rookmelders met ionisatiekamer. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om met een minimum aan externe componenten een functioneel apparaat samen te stellen. De schakeling heeft twee uitgangen. De eerste stuurt een piëzoceramische resonator als alarm, de tweede een LED die de status van de schakeling

aangeeft. De verbinding tussen ionisatiekamer en IC kan tamelijk lang zijn, omdat het IC over een guarded-ingang beschikt. Het ingangssignaal van de kamer wordt gebufferd en weer ter beschikking gesteld. Het gebufferde signaal wordt gebruikt om de afscherming van de kabel te voeden. Tussen centrale ader en afscherming staat dus een verwaarloosbaar spanningsverschil, zodat de impedantie van de kabel wordt uitgeschakeld en geen belasting vormt voor de zeer hoogohmige ionisatiekamer.
De MC 14467 is volledig vergelijkbaar met de MC 14466. Het enige verschil is dat de MC 14467 is voorzien van beveiligingsdioden aan de zeer hoogohmige ingang 15. Daardoor is dit IC veel minder gevoelig voor statische ladingen tijdens het transport en de montage.

Technische gegevens
- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-17
- intern blokschema: figuur 19/8.3-18

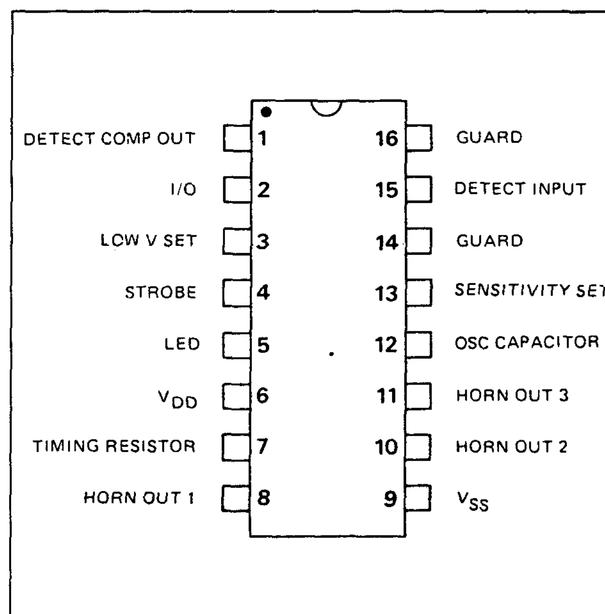
Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de bespreking van de MC 14466.

MC 14468
besturings-IC voor ionisatiekamers

De MC 14468 is ontwikkeld voor toepassing in batterijgevoede rookmelders met ionisatiekamer. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om met een minimum aan externe componenten een functioneel apparaat samen te stellen. De schakeling heeft twee uitgangen. De eerste stuurt een piëzoceramische resonator als alarm, de tweede een LED die de status van de schakeling aangeeft. De verbinding tussen ionisatiekamer en IC kan tamelijk lang zijn, omdat het IC over een guarded-ingang beschikt. Het ingangssignaal van de kamer wordt gebufferd en weer ter beschikking gesteld. Het gebufferde signaal wordt gebruikt om de afscherming van de kabel te voeden. Tussen centrale ader en afscherming staat dus een verwaarloosbaar spanningsverschil, zodat de impedantie van de kabel wordt uitgeschakeld en geen belasting vormt voor de zeer hoogohmige ionisatiekamer.
In principe is de MC 14468 vergelijkbaar met de MC 1446 en MC 14467. Het enige verschil is dat de MC 14468 beschikt over een STROBE-ingang op pen 4. Met deze pen kan men tot 40 identieke schakelingen parallel schakelen voor gemeenschappelijke signalisering. Bovendien bezit de MC 14468 een power-on reset, die valse alarmen door triggering bij het aansluiten van de voedingsspanning uitsluit.

Technische gegevens
- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 19/8.3-21

Voor de overige gegevens en voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de bespreking van de MC 14466.



Figuur 19/8.3-21: Aansluitgegevens van de MC 14468.

19/9

Pyro-elektrische detectoren

Inhoud

19/9.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Ieder lichaam, dat warmer is dan de omgeving, straalt energie uit onder de vorm van onzichtbare infrarode straling.
Dit verschijnsel vormt de basis voor het samenstellen van ideale personenregistratie systemen. De hoeveelheid straling is afhankelijk van het temperatuurverschil en van de grootte van het voorwerp. Men heeft kunnen meten dat een mens in een ruimte die een temperatuur van 20 °C heeft een gemiddeld vermogen van ongeveer 100 W uitstraalt!
De golflengte van deze straling ligt rond 10 μm. Dat is gunstig, want een gloeilamp van 100 W straalt uiteraard ook infrarode energie uit. Maar de golflengte van deze straling ligt een factor tien lager, dus rond 1 μm. Ook de infrarode straling van de zon ligt ver buiten het bereik van de menselijke straling. Op deze manier kan men dus op een heel eenvoudige manier de infrarode straling die door een mens wordt uitgezonden detecteren. Het volstaat een detector te ontwikkelen die een maximale gevoeligheid heeft rond 10 μm.

Het principe

Het principe van de pyro-elektrische detectoren is dat de op de detector invallende straling de detector opwarmt. Deze opwarming heeft bepaalde ladingsverschillen in de detector tot gevolg, die weer omgezet kunnen worden in spanningsverschillen.
Hoewel een mens dus gemiddeld 100 W infrarode energie uitzendt, zal deze energie zich heel snel in de ruimte verspreiden. Het gevolg is dat de temperatuurstijging van de detector in de meeste gevallen slechts 0,02 °C bedraagt! Toch zijn de ontwikkelde detectoren gevoelig genoeg om dit zeer geringe temperatuurverschil te kunnen detecteren!

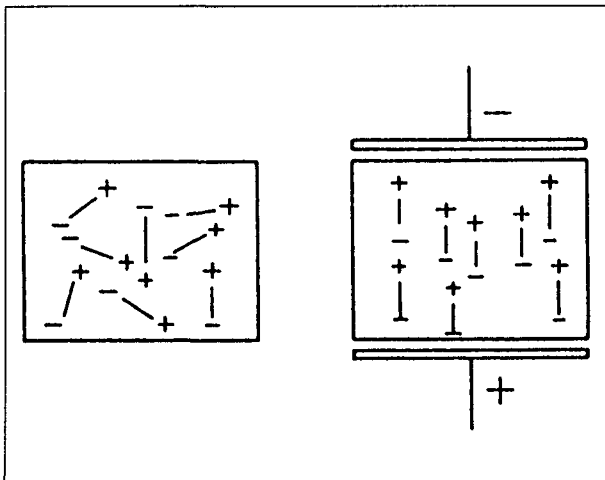
Het pyro-elektrische effect

De ontdekking van het pyro-elektrische effect is een gevolg van de research die overal op de wereld plaats vindt op het gebied van ceramische materialen.
Men ontdekte dat als men sommige ceramische stoffen opwarmde tot boven een bepaalde temperatuur, het zogenoemde Curiepunt, en er nadien tijdens het afkoelen een elektrisch veld over aanbracht, deze stoffen nadien temperatuurgevoelige elektrische eigenschappen gingen vertonen.
De oppervlaktelading van een plaatje, gemaakt uit een dergelijke ceramische stof, vertoont een afhankelijkheid van de temperatuur. Deze variërende lading kan door middel van elektroden, die over het plaatje worden aangebracht, afgetakt worden als spanning. Er wordt immers een kleine condensator gevormd, waarvan de waarde afhankelijk is van de dikte van het plaatje, de oppervlakte van de elektroden en de diëlectrische constante van het materiaal. Deze zeer kleine spanning kan door middel van gevoelige versterkers omgezet worden in een bruikbaar signaal.

Het materiaal, dat pyro-elektrische eigenschappen vertoont, kan voorgesteld worden door kleine elektrische dipooltjes, zoals getekend in figuur 19/9.1-1.

9.1 Achtergrond-informatie

Deze dipooltjes kan men vergelijken met de basis-magneetjes, waaruit men veronderstelt dat een permanente magneet is samengesteld. Onder natuurlijke omstandigheden zijn deze dipooltjes willekeurig gericht, zodat statistisch kan worden aangenomen dat het totale effect over het gehele plaatje nul is (linker figuur). Als men echter het plaatje verwarmt tot boven het Curie-punt en een elektrisch veld aanlegt, gaan alle dipooltjes zich richten naar dat externe veld (rechter figuur). Ook na de afkoeling blijven de meeste dipooltjes in deze stand gefixeerd. Onder invloed van de temperatuur zullen echter een aantal dipooltjes weer uit dit stramien springen, waardoor een lading over het plaatje ontstaat. Hoe hoger de temperatuurvariatie, hoe sterker dit verschijnsel en hoe hoger de lading die over het plaatje zal ontstaan.



Figuur 19/9.1-1: Het fysische verschijnsel "pyro-elektrisch effect" grafisch toegelicht.

Pyro-elektrische materialen

Naast ceramische materialen heeft men ook kunststoffen ontwikkeld, die pyro-elektrische eigenschappen vertonen. Deze kunststoffen zijn gemakkelijker te verwerken dan de ceramische materialen en hebben tegenwoordig volledig te plaats van de ceramieken verdrongen.
Men heeft diverse stoffen ontdekt die heel goede pyro-elektrische eigenschappen in het 10 µm gebied hebben. De voornaamste zijn:

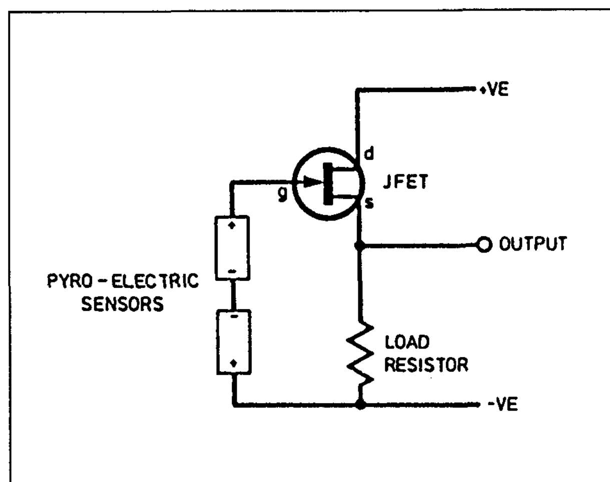
- Triglycinsulfaat, afgekort tot TGS;
- Lithiumtantalaat $LiTaO_3$;
- ceramische stoffen op basis van lood, titaan en zirconium, de zogenoemde PZT-stoffen;
- Polyvinildenyfluoride, afgekort tot PVDF.

Het is voornamelijk deze laatste stof die tegenwoordig in pyro-elektrische detectoren wordt toegepast. Deze stof kan namelijk tot zeer dunne folies verwerkt worden, waarbij gedacht moet worden aan diktes van ongeveer 10 µm.

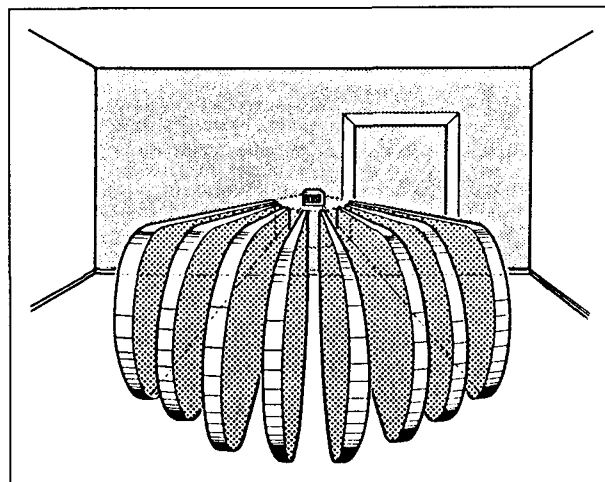
De pyro-elektrische detector

Het is, om precies te zijn, niet zo dat dergelijke sensoren de aanwezigheid van een persoon kunnen detecteren. Dat is een gevolg van de extreem hoge gevoeligheid van dergelijke sensoren.
Zou men slechts één sensor toepassen, dan zou deze reageren op iedere honderdste graad wijziging in de omgevingstemperatuur en er zou van een betrouwbare detectie helemaal geen sprake zijn. Vandaar dat een pyro-elektrische detector is samengesteld uit twee in anti-serie geschakelde sensoren, zie figuur 19/9.1-2.
Men zorgt ervoor dat de twee sensoren heel innig thermisch gekoppeld zijn, zodat men er zeker van is dat ze beiden op dezelfde omgevingstemperatuur staan. Op deze manier wordt de invloed van de variërende omgevingstemperatuur volledig uitgeschakeld. Het zal echter duidelijk zijn dat ook de straling van een persoon nu op beide sensoren inwerkt en geen resulterend signaal tot gevolg heeft.
Er moet dus nog iets anders verzonnen worden, namelijk een speciale optiek voor de detector.
Omdat de sensoren een zeer hoge impedantie hebben, is het noodzakelijk gebruik te maken van een impedantie-transformator. In de meeste gevallen bestaat deze uit een FET-volger en wordt de uitgangsspanning afgenomen van de source.

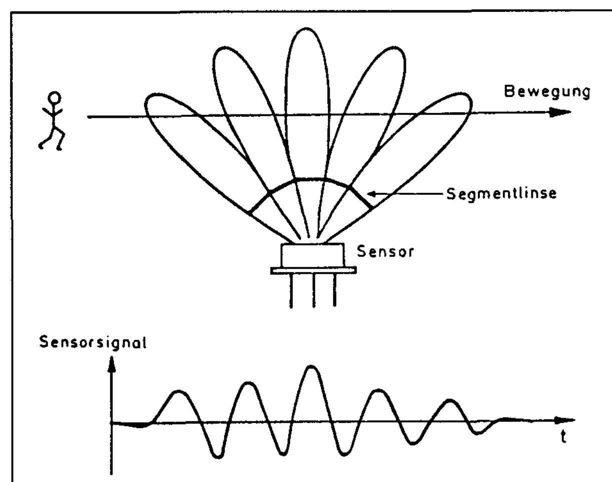
9.1 Achtergrond-informatie



Figuur 19/9.1-2: Het elektrische schema van een pyro-elektrische detector.



Figuur 19/9.1-4: Door de speciale gesegmenteerde optiek wordt de door de detector bewaakte ruimte verdeeld in een groot aantal lobben.



Figuur 19/9.1-3: Door middel van een speciale lens wordt de straling van een bewegend persoon afwisselend op een van beide pyro-elektrische folies gefocusseerd.

De Fresnel-optiek

Een onmisbaar onderdeel van een pyro-elektrische detector is een speciale gesegmenteerde optiek, die de infrarode straling op een zeer speciale manier op de twee sensoren focusseert. Deze zogenoemde Fresnel-optiek is schematisch voorgesteld in figuur 19/9.1-3.

Als een persoon door de ruimte beweegt, dan zal de speciale optiek er voor zorgen dat de straling die deze persoon uitzendt, achtereenvolgens op de ene en de andere sensor terecht komt. Het gevolg is dat er kleine temperatuursverschillen tussen de sensoren ontstaan. Deze wekken kleine ladingsverschillen op, die dan weer door de ingebouwde elektronica in kleine spanningsverschillen worden omgezet. Als een persoon door de kamer beweegt zal de pyro-elektrische sensor dus een klein wisselspanningssignaal opwekken, zoals getekend in de onderste grafiek van figuur 19/9.1-3.
Het systeem is zo gevoelig dat zelfs de geringste beweging van een hoofd, hand of been wordt geregistreerd.

Gevoeligheidslobben

Vanwege het beschreven principe zal het duidelijk zijn dat de te bewaken ruimte wordt ingedeeld in een aantal onzichtbare "lobben". Staat een persoon in één dergelijke lob, dat zal de sensor een klein, eenmalig signaaltje opwekken. Beweegt de persoon echter van "lob" tot "lob", dan zal de sensor een duidelijk wisselende spanning afgeven, die door de achtergeschakelde elektronica versterkt kan worden. In figuur 19/9.1-4 zijn,

voor de duidelijkheid, slechts acht lobben getekend. In de praktijk wordt de te bewaken ruimte echter ingedeeld in tientallen lobben, zodat het praktisch onmogelijk is zich in de ruimte te bewegen zonder minstens in twee naast elkaar gelegen "lobben" straling uit te zenden.

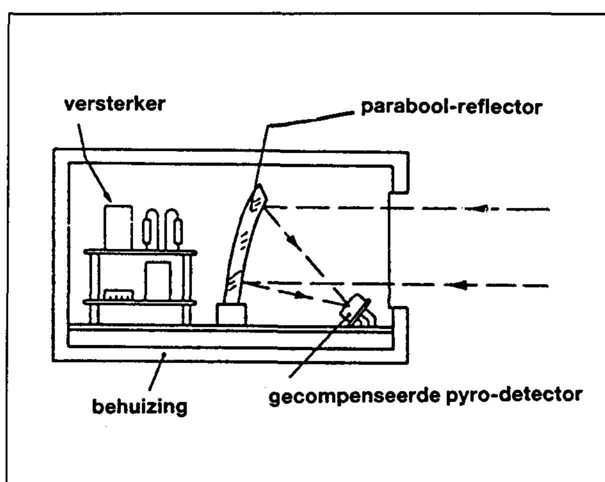
Gesegmenteerde parabool reflector

Een andere mogelijkheid om de straling afwisselend op een van de twee pyro-elektrische sensoren te laten vallen, is gebruik te maken van een zogenoemde gesegmenteerde parabool reflector. Dit principe is getekend in figuur 19/9.1-5.

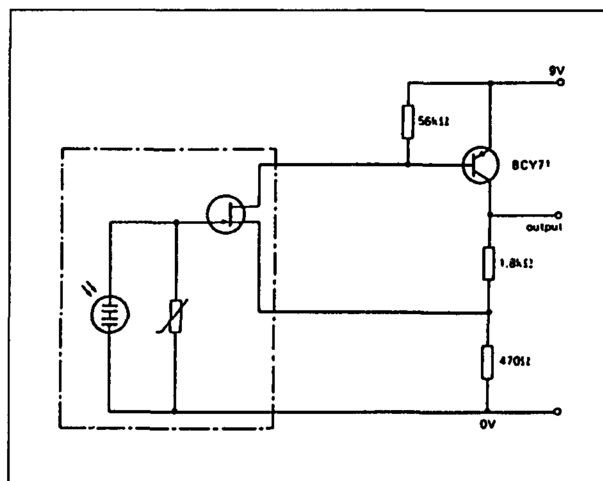
De reflector is achter de sensor opgenomen. De infrarode straling van een bewegend voorwerp, die via een venster binnenkomt, wordt door de segmenten van de reflector afwisselend op een van beide sensoren gefocusseerd. Op deze manier ontstaan de temperatuurverschillen tussen beide sensoren en zal de detector een kleine wisselspanning genereren.

Basisschakeling

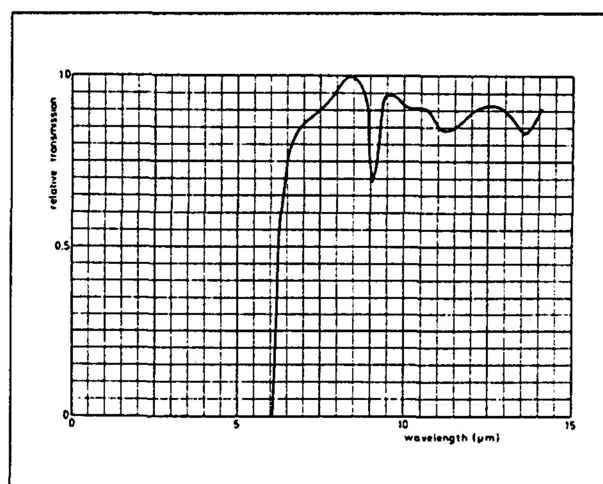
In de meeste praktische toepassingen wordt de pyro-elektrische detector opgenomen in een tweetraps versterker met stroomtegenkoppeling. Het basis-schema is getekend in figuur 19/9.1-6.



Figuur 19/9.1-5: Het principe van de gesegmenteerde parabool reflector.



Figuur 19/9.1-6: Een basis-schema voor het afsluiten van een pyro-elektrische detector.



Figuur 19/9.1-7: De golflengte-karakteristiek van het optische filter van de RPY 97 van Philips.

Deze schakeling wordt gekenmerkt door een zeer lage uitgangsimpedantie en een spanningsversterking, waarvan de grootte afhangt van de verhouding tussen de weerstanden in de collectorkring van de transistor. Het grote voordeel van de stroomtegenkoppeling is dat hierdoor de nogal grote spreiding op de karakteristieken van de in de detector aanwezige FET worden gecompenseerd.

9.1 Achtergrond-informatie

Toch moet men er rekening mee houden dat, ondanks deze tegenkoppeling, het instelniveau op de uitgang van schakeling tot schakeling kan schommelen tussen 1 en 8 V!

Optisch venster

Ondanks het feit dat pyro-elektrische detectoren zo ontworpen worden, dat hun maximale gevoeligheid rond 10 μm ligt, zullen hun sensoren toch ook gevoelig zijn voor straling met andere golflengtes.

Om deze gevoeligheid te minimaliseren worden de meeste detectoren geleverd in een behuizing die voorzien is van een optisch filter.

Dit filter vormt een hoogdoorlaat filter, dat alleen straling met een golflengte van meer dan 5 μm doorlaat. In figuur 19/9.1-7 is als voorbeeld de doorlaatkarakteristiek getekend van het filter, waarmee de pyro-elektrische detector RPY 97 van Philips is uitgerust.

9.1 Achtergrond-informatie

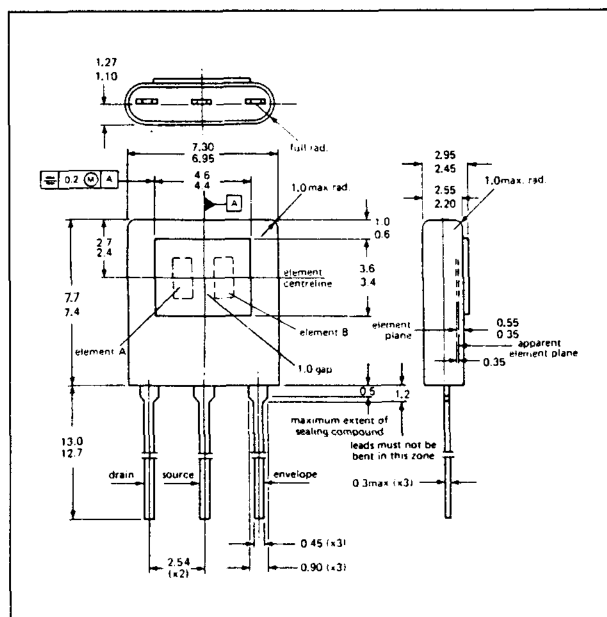
19/9.2

Type-beschrijving

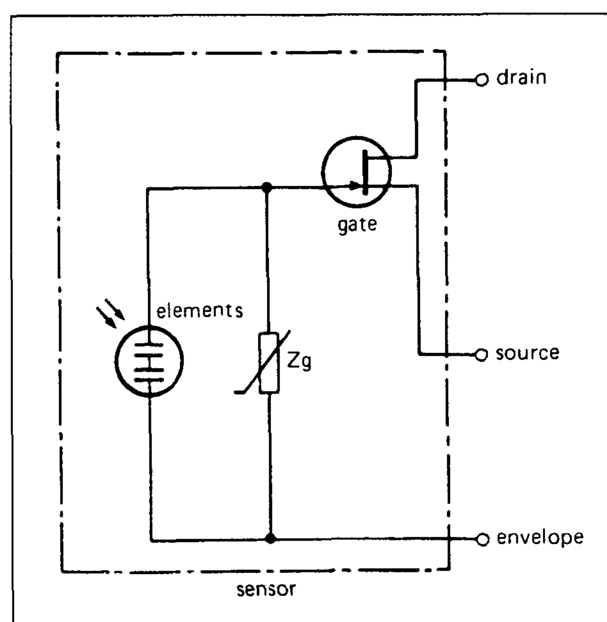
KRX 10

dual element, daglicht filter

De KRX 10 is een pyro-elektrische detector in vlakke slechts 3 mm dikke behuizing, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling is voorzien van een optiek, die de daglicht golflengtes weg filtert.



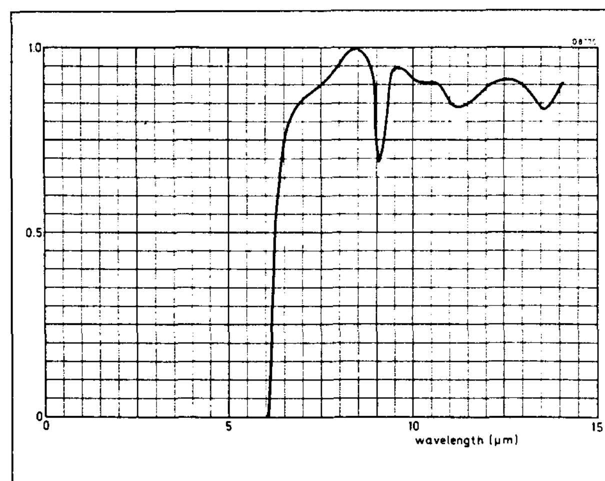
Figuur 19/9.2-1: Behuizing van de KRX 10.



Figuur 19/9.2-2: Intern schema van de KRX 10.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-1
- intern schema: figuur 19/9.2-2
- optisch filter: figuur 19/9.2-3
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 μm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 900 μV typisch



Figuur 19/9.2-3: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de KRX 10.

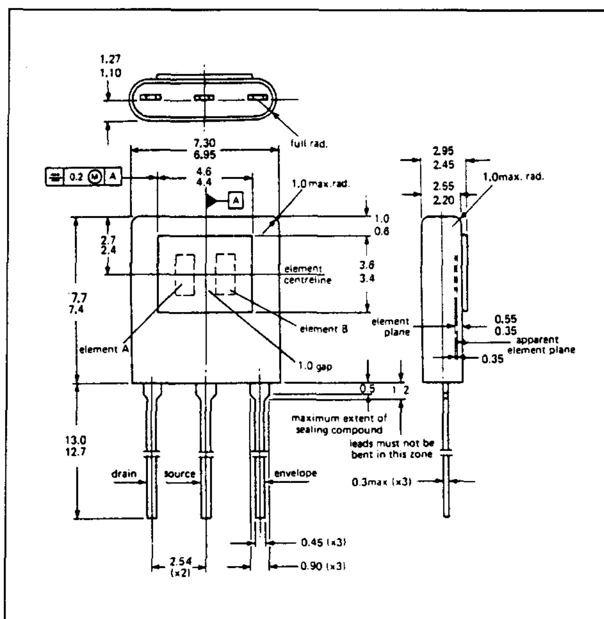
9.2 Type-beschrijving

- piek-ruis: 25 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

KRX 11

dual element, breedband

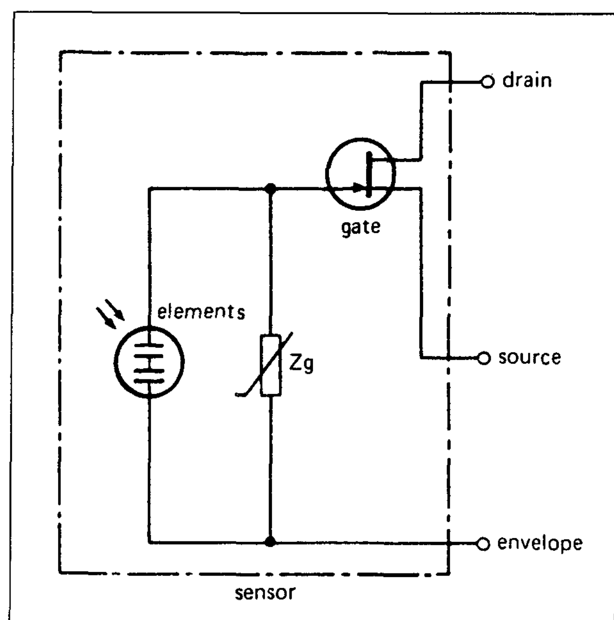
De KRX 11 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.
De schakeling lijkt veel op de KRX 10, maar heeft iets slechtere eigen ruis eigenschappen. Bovendien is het optische filter veel breedbandiger.



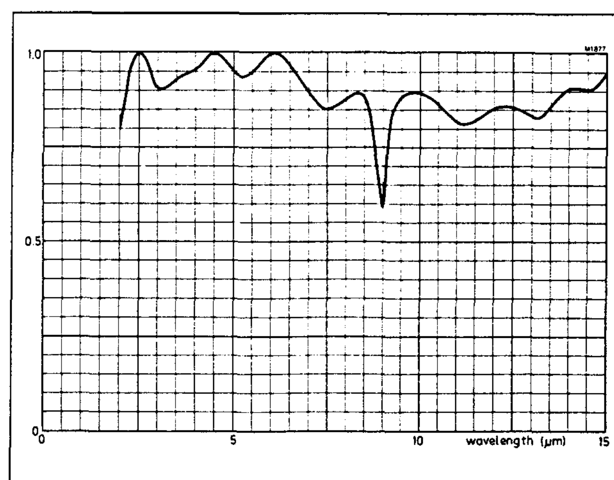
Figuur 19/9.2-4: Behuizing van de KRX 11.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-4
- intern schema: figuur 19/9.2-5
- optisch filter: figuur 19/9.2-6
- gevoeligheid: 6 tot 14 μm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 900 μV typisch
- piek-ruis: 30 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°



Figuur 19/9.2-5: Intern schema van de KRX 11.



Figuur 19/9.2-6: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de KRX 11.

9.2 Type-beschrijving

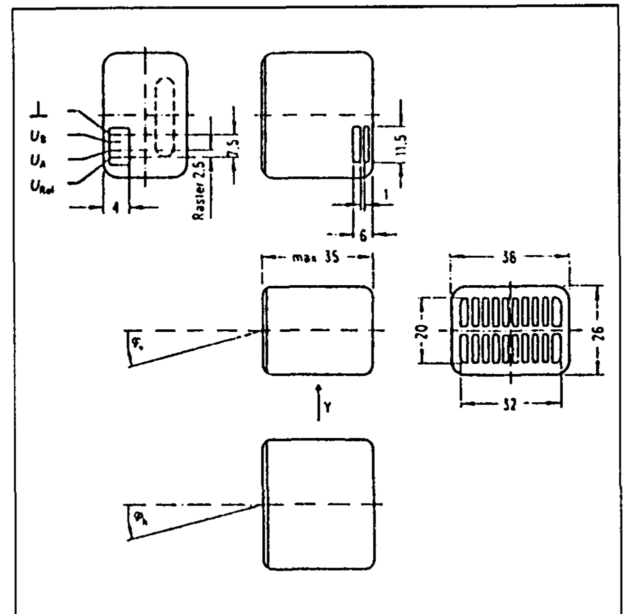
PID 11

dual element, geïntegreerde elektronica

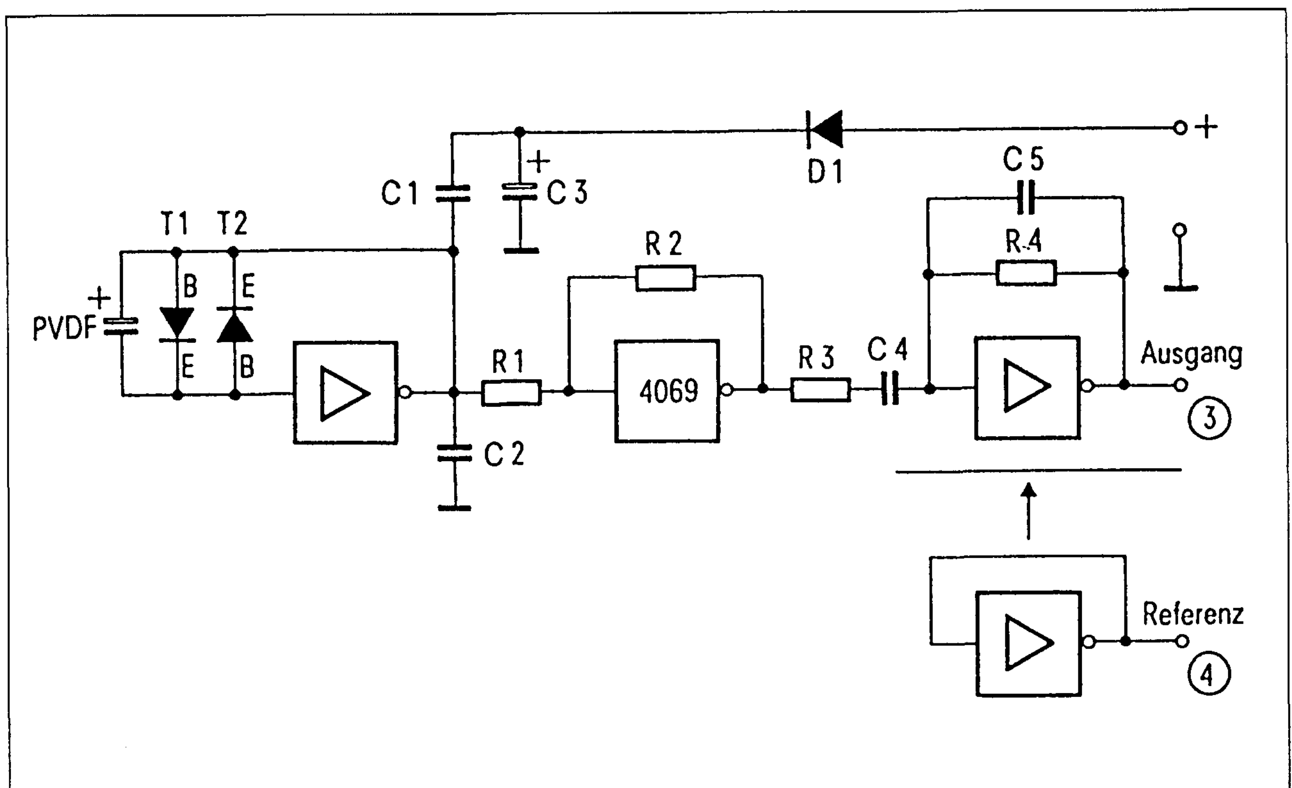
De PID 11 is een door Siemens ontwikkelde module, op basis van een PVDF-folie. Deze module bevat de uit twee folies bestaande pyro-elektrische sensor, de noodzakelijke optische elementen waaronder een fresnel-reflector, een voorversterker en een eindtrap. Het geheel kan op een voedingsspanning van 4 tot 12 V worden aangesloten en levert een zeer duidelijk spanningsverschil op de uitgang als een persoon in het zichtveld van de module ontdekt wordt.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 19/9.2-7
- intern schema: figuur 19/9.2-8
- voedingsspanning: 4 tot 12 V
- voedingsstroom: 0,4 mA
- uitgangsimpedantie: 2,2 kΩ
- aanspreektijd: 500 ms
- detectie-bereik: 7 m
- openingshoek: figuur 19/9.2-9

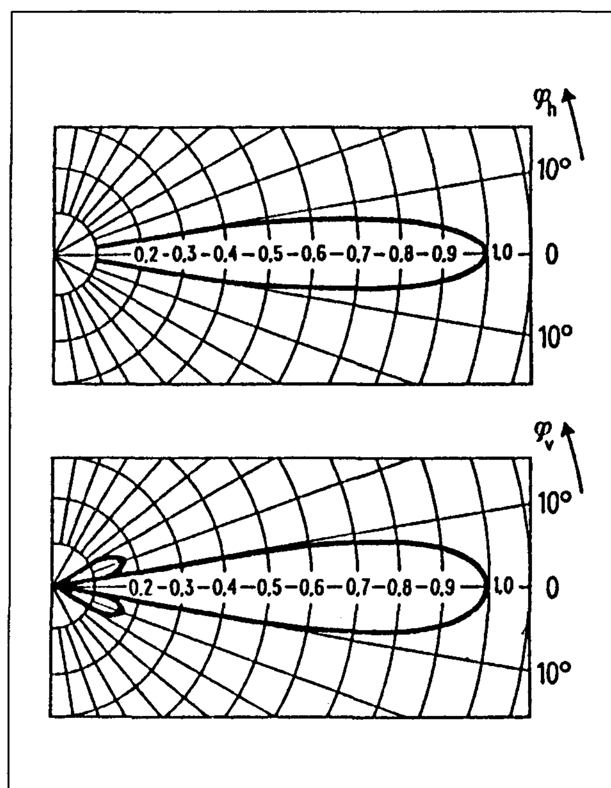


Figuur 19/9.2-7: Behuizing en aansluitgegevens van de PID 11.



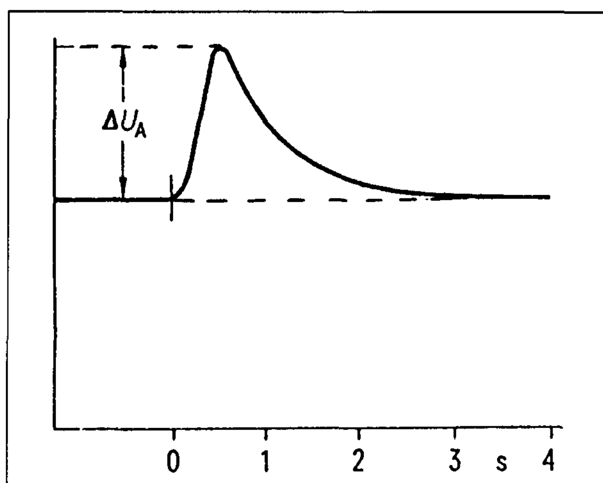
Figuur 19/9.2-8: Intern blokschema van de PID 11.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-9: Horizontale en vertikale openingshoeken van de PID 11.

In rust, dus zonder detectie van een beweging, staat op deze pen dezelfde spanning als op pen 4. Als de detector echter een bewegend object registreert, dat warmer is dan de omgeving, zal op pen 3 een korte, positieve puls verschijnen met een vorm zoals getekend in figuur 19/9.2-10.



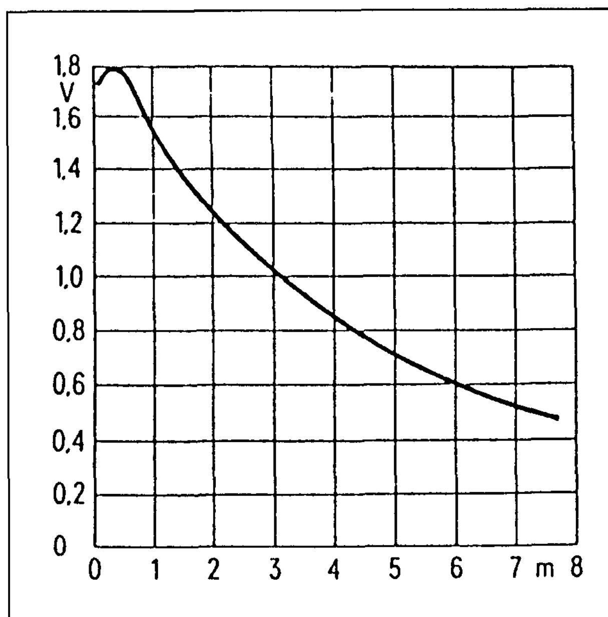
Figuur 19/9.2-10: De uitgangspuls van de PID 11 als een warm bewegend object wordt gedetecteerd.

Functie-beschrijving

De gehele schakeling van de PID 11 is in een klein, zwart kunststof huisje ondergebracht, dat bestaat uit ***GELEIDEND*** materiaal dat intern met de massa verbonden is. Deze geleidende behuizing zorgt voor een effectieve afscherming van de zeer gevoelige elektronica tegen externe strooivelden en -spanningen. De afkorting “PVDF” in figuur 19/9.2-8 stelt de twee in anti-serie geschakelde sensoren voor. Deze worden overbrugd door twee dioden, die ervoor moeten zorgen dat de voorversterker niet beschadigd wordt door oversturing. De volledige elektronica is opgebouwd rond een CD 4069. Dat is een COSMOS-IC, waarvan de poorten in deze schakeling als lineaire versterkers gebruikt worden. De vierde poort wekt op pen 4 een referentiespanning op, die gelijk is aan de rustspanning op de uitgang. De uitgang staat ter beschikking op pen 3.

De speciale vorm van deze puls komt voor rekening van de laatste trap van de interne schakeling. Rond de derde poort is namelijk een gecombineerde integrator/differentiator samengesteld, die de smalle pulsjes, die ontstaan door de segmentlens en de beweging van de persoon, omzetten in één mooie positieve puls. De grootte van de uitgangspuls is alleen afhankelijk van de afstand tussen de sensor en het bewegend voorwerp. Tot een afstand van ongeveer tien meter wordt nog een duidelijke spanningspuls van meerdere tienden van een volt gegenereerd, zie de grafiek van figuur 19/9.2-11. Als de detector geconfronteerd wordt met een bewegend voorwerp dat kouder is dan de omgeving, zal de schakeling een negatieve puls genereren. In principe kan men dus dit verschil tussen een positieve en een negatieve puls in de praktijk toepassen om koude en warme bewegende voorwerpen te detecteren.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-11: De grootte van de uitgangspuls in functie van de afstand tussen de PID 11 en het bewegend voorwerp.

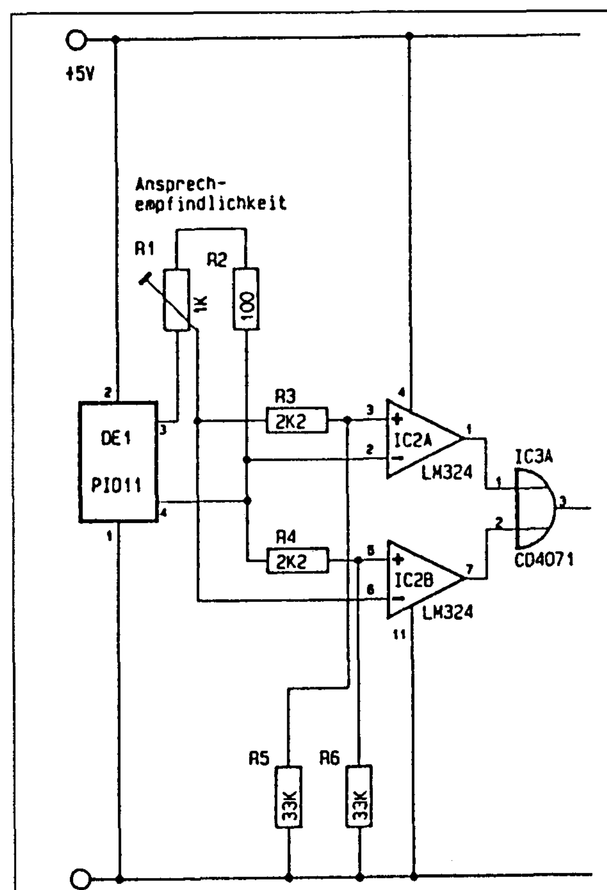
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/9.2-12:

Een eenvoudige schakeling van een inbraak-alarm met een PID 11 als basis. De twee uitgangen op pennen 4 (referentie) en 3 (uitgang) van de PID 11 gaan naar de ingangen van twee comparatoren IC2A en IC2B. Deze twee comparatoren vormen, samen met de OR-poort IC3A, een venstercomparator. Als de uitgang een positieve puls genereert (warm bewegend voorwerp gedetecteerd), dan gaat de uitgang van IC2A naar "H". Hetzelfde gebeurt met de uitgang van IC2B als de spanning op pen 3 lager wordt dan de spanning op pen 4 (koud bewegend voorwerp gedetecteerd). De OR-poort zorgt ervoor dat in beide gevallen een "H" ontstaat op pen 3 van IC3A. De gevoeligheid van de schakeling is in te stellen met behulp van de instelpotentiometer R1. Ligt de loper van deze potentiometer aan de uitgang van de PID 11, dan is de schakeling in de gevoeligste stand ingesteld en kunnen bewegende personen tot op een afstand van ongeveer 10 meter gedetecteerd worden.

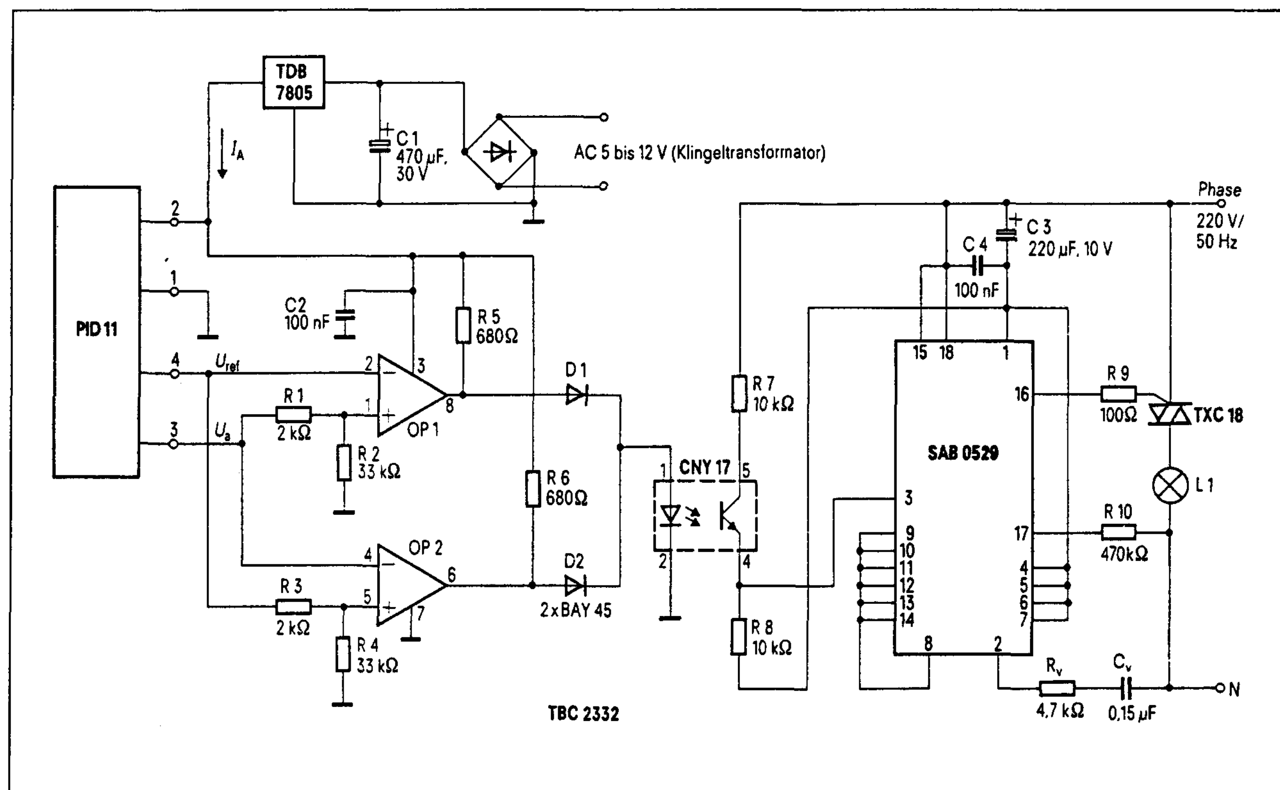
- figuur 19/9.2-13:

Schakeling van een automatische trappenhuis verlichting met de PID 11 als personendetector. De twee operationele versterkers OP1 en OP2 vormen hierbij de discriminator, die de uitgangsspanningen op de pennen 3 en 4 van de detector vergelijkt. De twee uitgangen worden door middel van de twee dioden D1 en D2 tot een OF-poort verknoopt. Wordt een persoon door de PID 11 geregistreerd, dan zal de LED in de optische koppelaar CNY 17 gestuurd worden. De fotogevoelige transistor in deze schakeling gaat geleiden en triggert de timer SAB 0529. De verlichting L1 in het trappenhuis wordt rechtstreeks via een triac uit de timer gestuurd. Met de getekende onderdelen bedraagt de verlichtingstijd ongeveer 63 s.



Figuur 19/9.2-12: Een praktische schakeling van een inbraak-detector met een PID 11 van Siemens.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-13: Een automatische trappenhuis verlichting met de PID 11 als personen-detector.

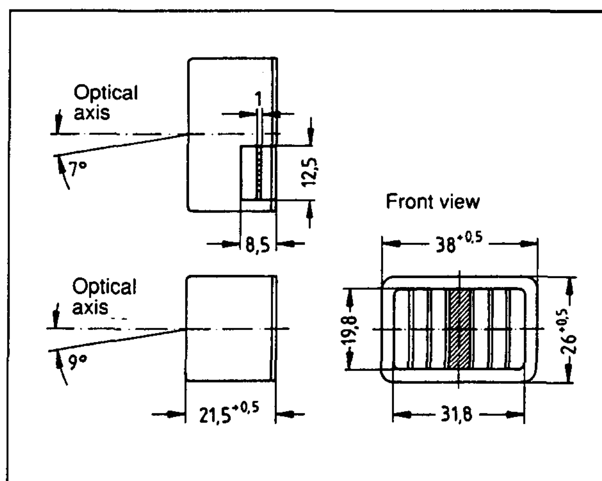
PID 20

dual element, geïntegreerde elektronica

De PID 20 is een door Siemens ontwikkelde module, op basis van een PVDF-folie. Deze module bevat de uit twee folies bestaande pyro-elektrische sensor, de noodzakelijke optische elementen, een voorversterker en een eindtrap. Het geheel kan op een voedingsspanning van 5 V worden aangesloten en levert een spanningspuls op de uitgang als een persoon in het zichtveld van de module ontdekt wordt.

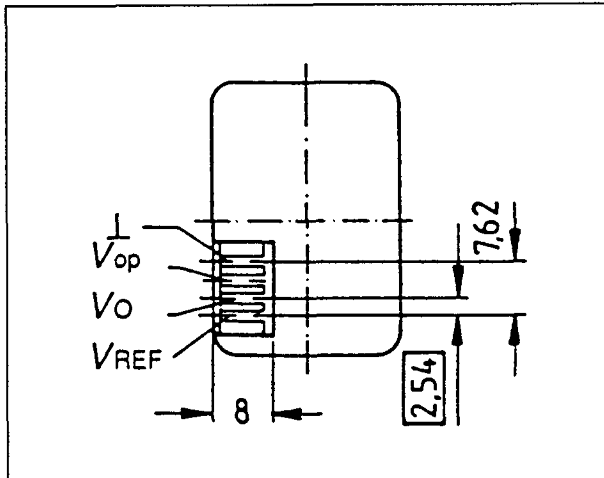
Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 19/9.2-14
- aansluitgegevens: figuur 19/9.2-15
- voedingsspanning: 5 V
- voedingsstroom: 0,2 mA
- uitgangsimpedantie: 100 kΩ
- aanspreektijd: 500 ms
- detectie-bereik: 7 m
- detectie-puls: 1,8 V typisch
- openingshoek horizontaal: 9°
- openingshoek vertikaal: 7°

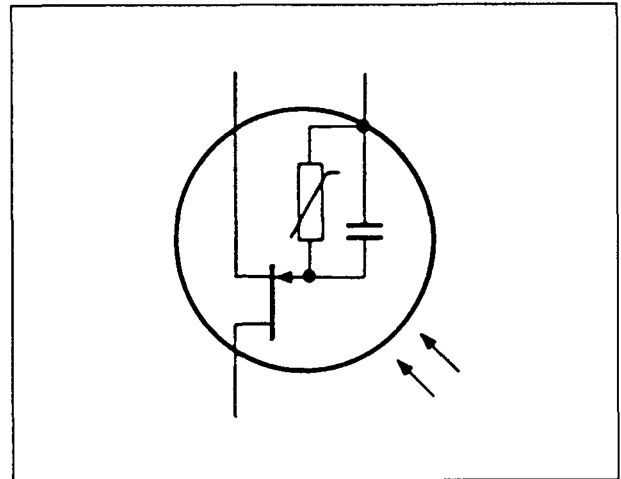


Figuur 19/9.2-14: Behuizing van de PID 20.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-15: Aansluitgegevens van de PID 20.



Figuur 19/9.2-17: Intern schema van de RPY 87.

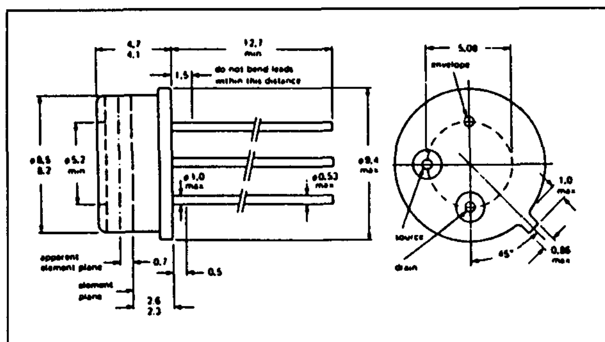
RPY 87

single element, breedband

De RPY 87 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit slechts één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een metalen SOT-49 behuizing en voorzien van een breedbandig optisch filter.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-16
- intern schema: figuur 19/9.2-17
- gevoeligheid: 1 tot 15 μm
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 500 μV typisch
- piek-ruis: 10 μV max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V



Figuur 19/9.2-16: Behuizing van de RPY 87.

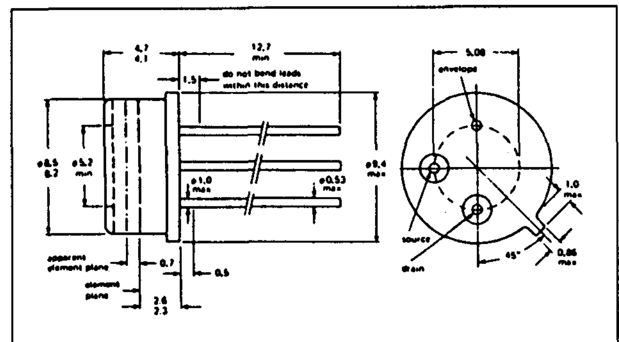
RPY 89

single element, breedband

De RPY 89 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger.
De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing en heeft een breedbandig optisch filter. De schakeling is te vergelijken met de RPY 87, maar is veel minder gevoelig.

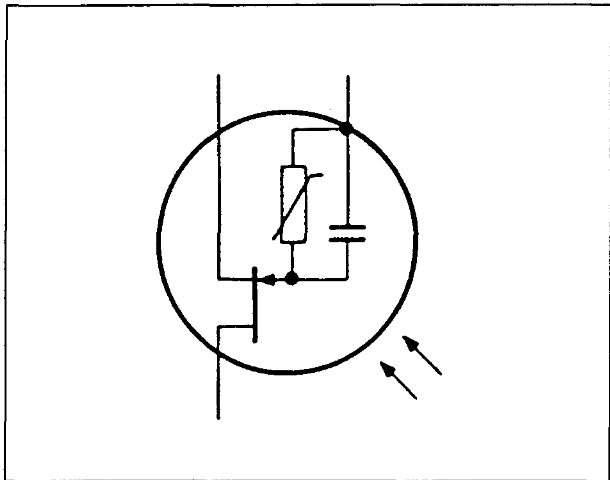
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-18
- intern schema: figuur 19/9.2-19
- gevoeligheid: 1 tot 15 μm
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 250 μV typisch
- piek-ruis: 20 μV max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

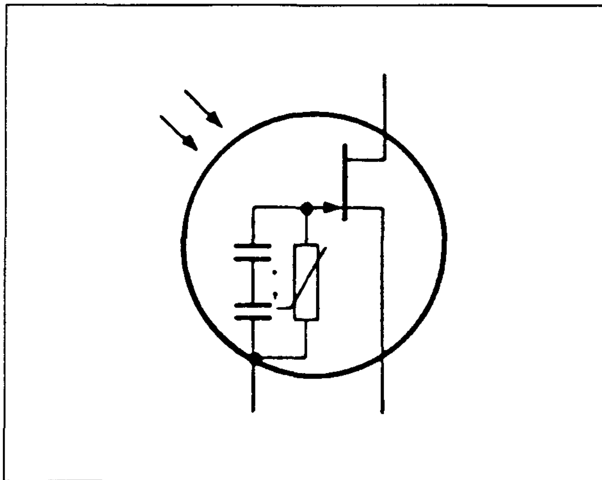


Figuur 19/9.2-18: Behuizing van de RPY 89.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-19: Intern schema van de RPY 89.



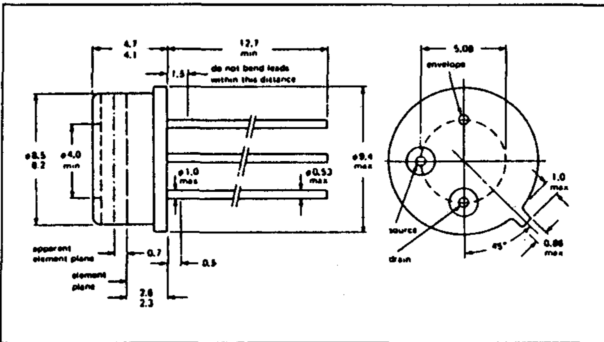
Figuur 19/9.2-21: Intern schema van de RPY 97.

RPY 97

dual element, daglicht filter

De RPY 97 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.

De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, die is voorzien van een optisch filter dat de infrarode bestanddelen van het daglicht weg filtert.



Figuur 19/9.2-20: Behuizing van de RPY 97.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-20
- intern schema: figuur 19/9.2-21
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 µm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 150 µV typisch
- piek-ruis: 25 µV max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/9.2-22:

Schakeling, waarbij een stroombron rond T1 wordt gebruikt voor het instellen van het werkpunt van de in de detector ingebouwde FET. Het signaal wordt afgenomen van de drain. Vanwege de hoge impedantie van deze uitgang moet de versterker afgesloten worden door een hoog-impedante schakeling.

- figuur 19/9.2-23:

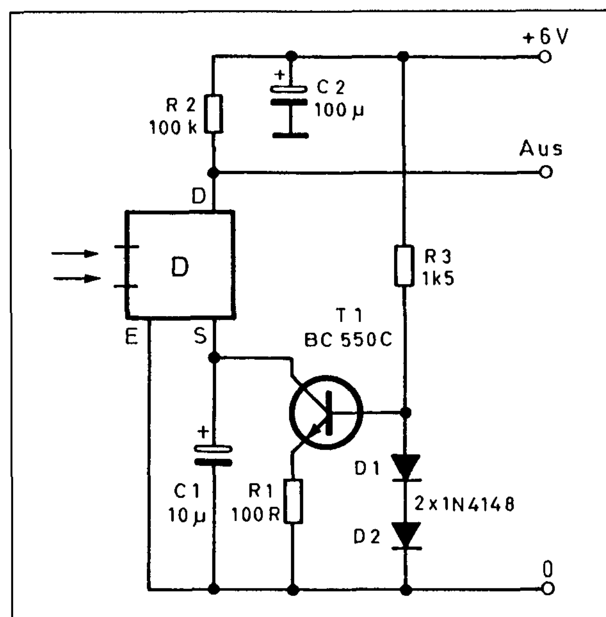
Bij deze schakeling wordt de RPY 97 afgesloten met een transistor. Het voorversterkte signaal gaat nadien naar een op-amp versterker en wordt aangeboden aan een integrerende comparator. De zenerdiode D1 stelt de referentiespanning van de comparator in. Voorzien van een goede parabolische optiek is het met deze schakeling mogelijk personen tot op een afstand van 30 m te detecteren!

- figuur 19/9.2-24:

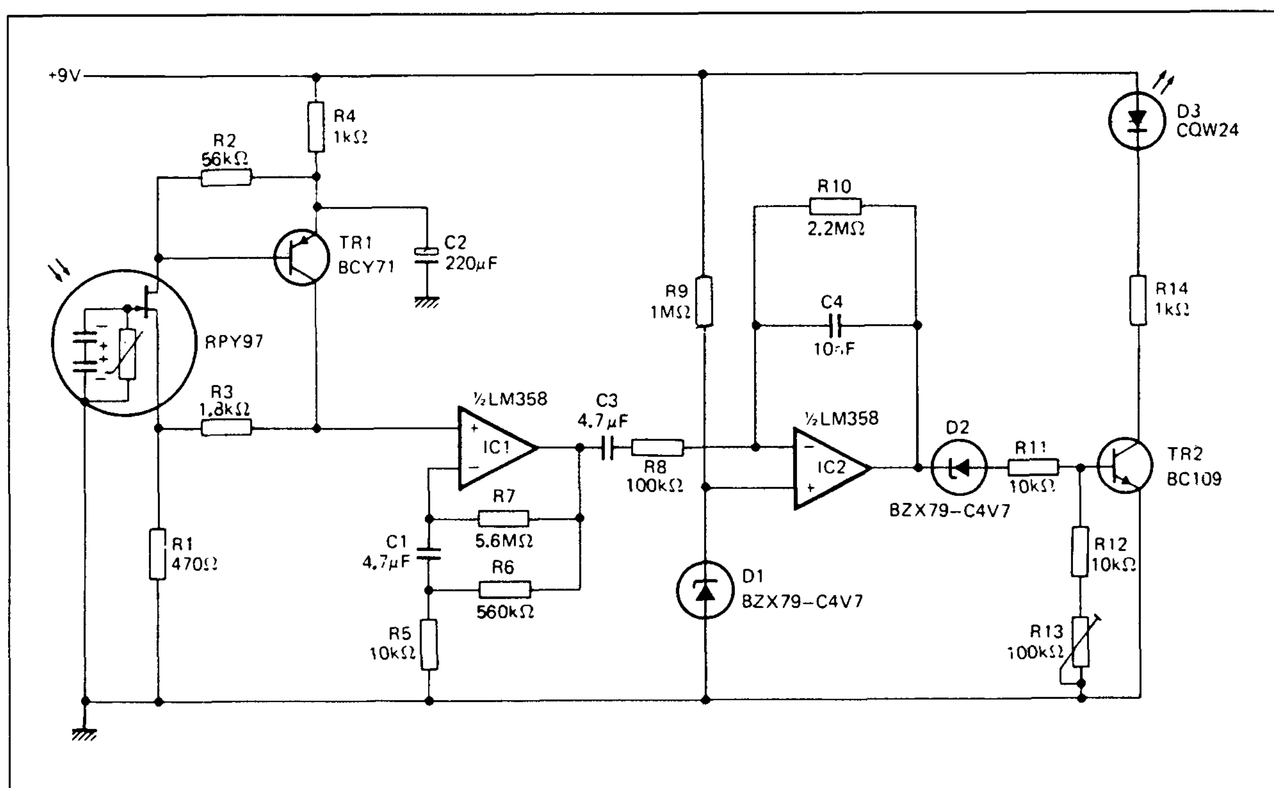
Bij deze schakeling wordt een CMOS-schakeling gebruikt als lineaire versterker. De inverters van de CD 4069UBE worden door middel van de terugkoppelweerstanden ingesteld in het lineaire gedeelte van hun karakteristiek. Door middel van de instelpotentiometer in de laatste trap is de totale versterking van de schakeling te regelen. De condensatoren, die in iedere terugkoppeling

9.2 Type-beschrijving

zijn opgenomen, vormen een laagdoorlaatfilter, waardoor de bandbreedte van de schakeling begrensd wordt tussen 0,4 Hz en 15 Hz. De uitgang staat in rust op een spanning die ongeveer gelijk is aan de helft van de voedingsspanning.

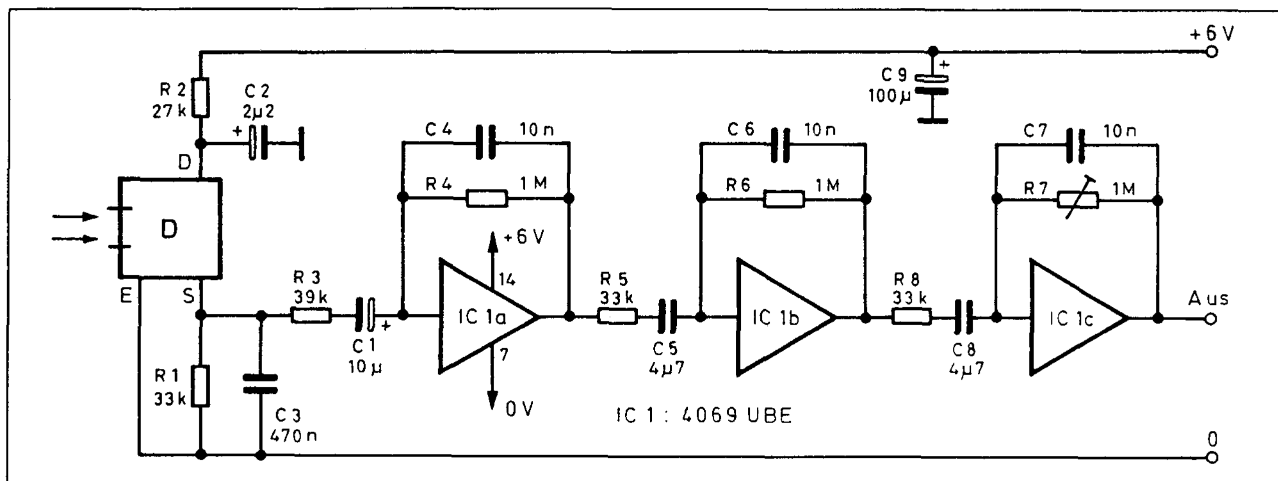


Figuur 19/9.2-22: Instellen van de RPY 97 door middel van een constante stroombron.



Figuur 19/9.2-23: Zeer gevoelige personendetector met een bereik tot 30 m.

9.2 Type-beschrijving

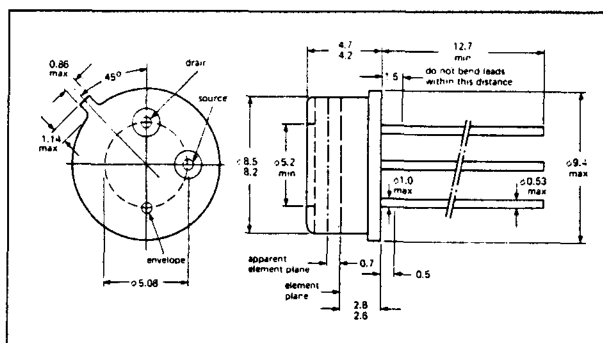


Figuur 19/9.2-24: Het gebruik van CMOS-invertoren als lineaire versterkers.

RPW 100

dual element, daglicht filter

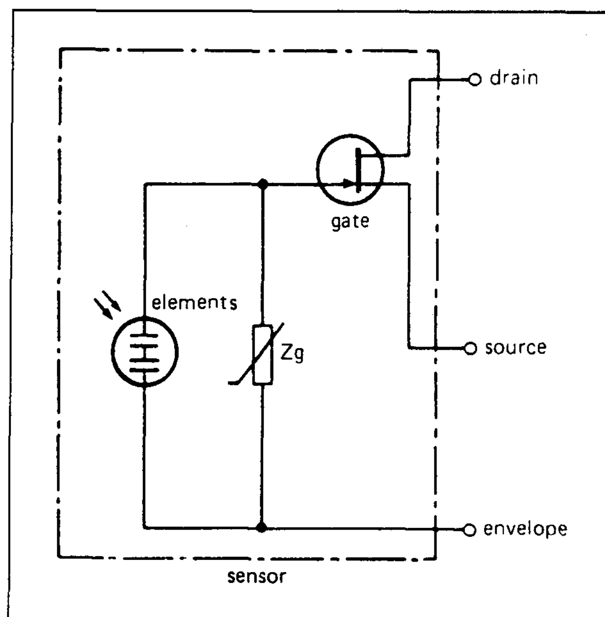
De RPW 100 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.
De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing en is voorzien van een optisch filter dat de infrarode bestanddelen van het daglicht weg filtert.



Figuur 19/9.2-25: Behuizing van de RPW 100.

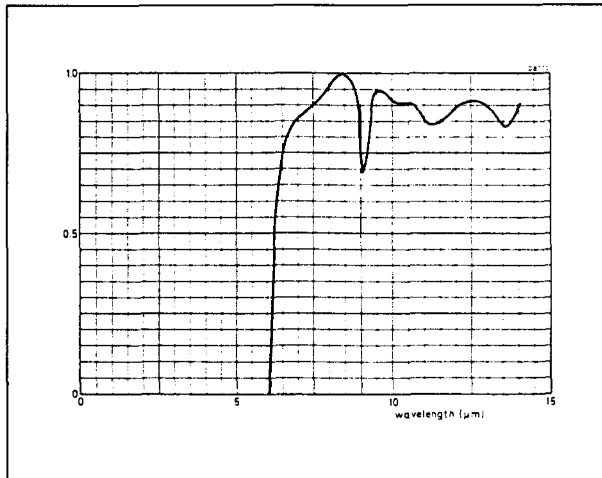
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-25
- intern schema: figuur 19/9.2-26
- optisch filter: figuur 19/9.2-27
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 µm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 800 µV typisch
- piek-ruis: 45 µV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 60°
- openingshoek vertikaal: 50°

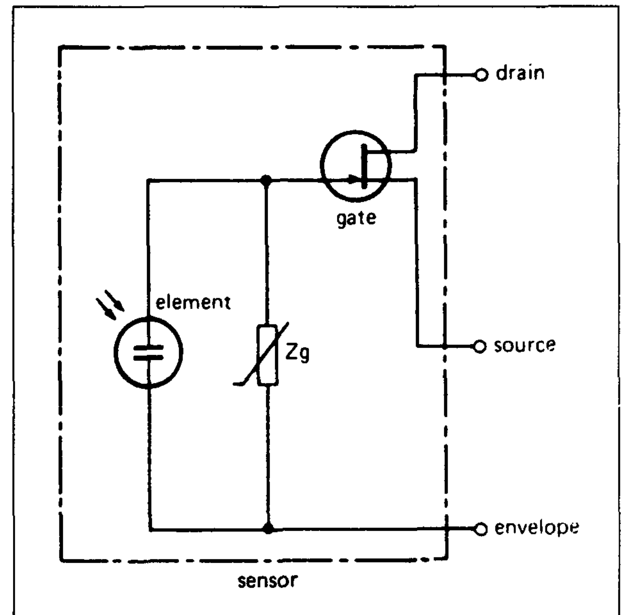


Figuur 19/9.2-26: Intern schema van de RPW 100.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-27: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPW 100.

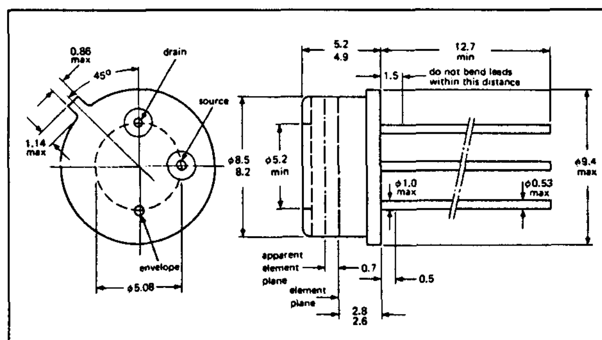


Figuur 19/9.2-29: Intern schema van de RPY 100.

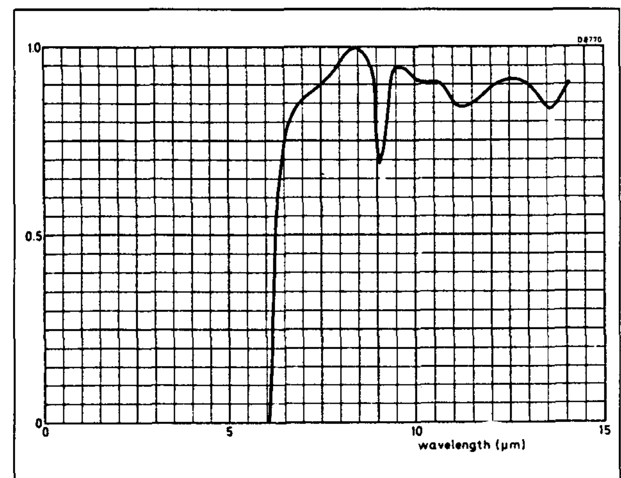
RPY 100

single element, daglicht filter

De RPY 100 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een standaard SOT-49 behuizing, voorzien van een optisch filter dat de infrarode bestanddelen van het daglicht weg filtert.



Figuur 19/9.2-28: Behuizing van de RPY 100.



Figuur 19/9.2-30: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPY 100.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-28
- intern schema: figuur 19/9.2-29
- optisch filter: figuur 19/9.2-30
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 μm
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 460 μV typisch
- piek-ruis: 20 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 55°

9.2 Type-beschrijving

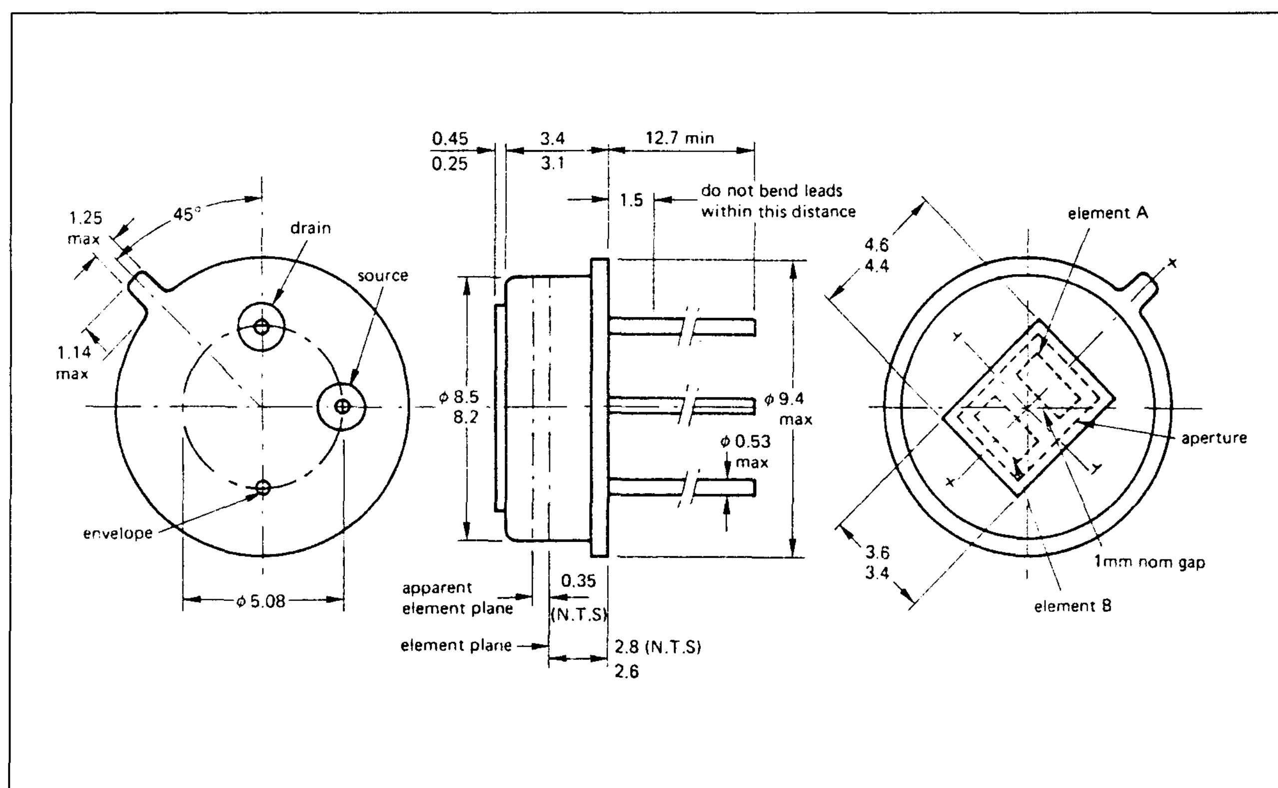
RPW 101

dual element, daglicht filter

De RPW 101 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling zit in een SOT-49 behuizing en is voorzien van een optisch daglicht filter. De schakeling wordt gekarakteriseerd door een vrij kleine openingshoek.

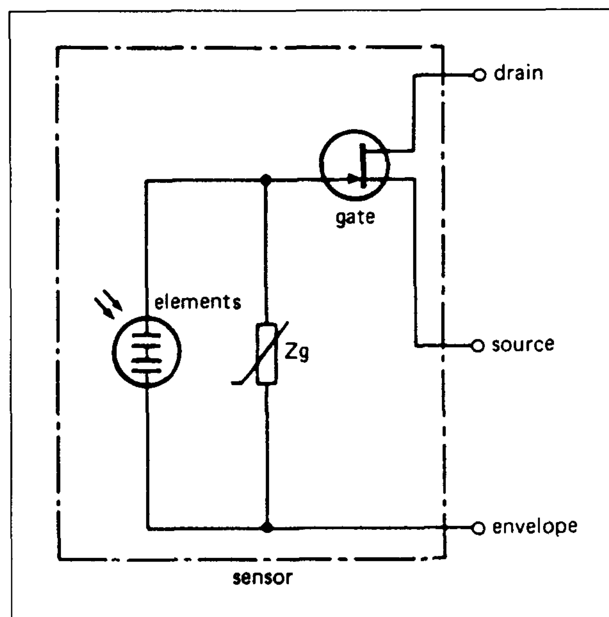
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-31
- intern schema: figuur 19/9.2-32
- optisch filter: figuur 19/9.2-33
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 μm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 800 μV typisch
- piek-ruis: 25 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 37°
- openingshoek vertikaal: 43°

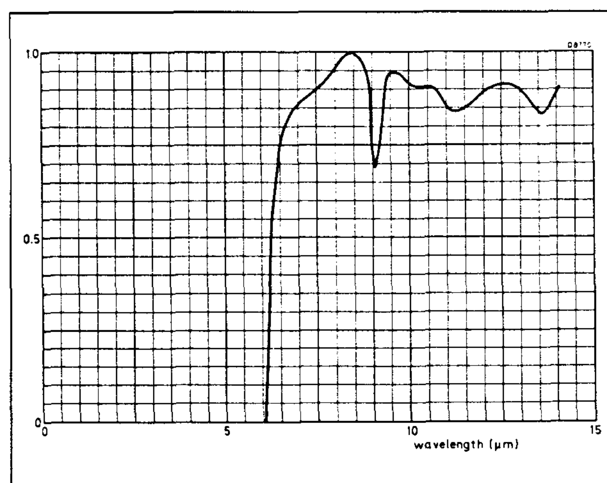


Figuur 19/9.2-31: Behuizing van de RPW 101.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-32: Intern schema van de RPW 101.



Figuur 19/9.2-33: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPW 101.

RPY 101

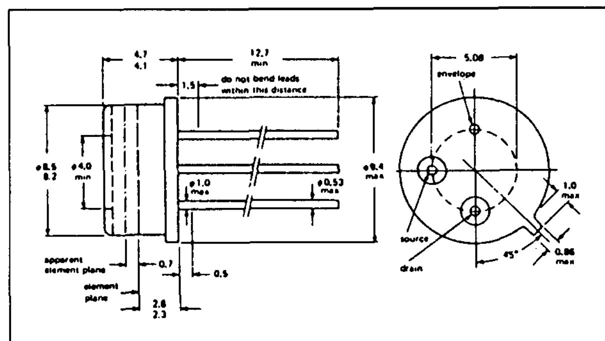
single element, daglicht filter

De RPY 101 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger.

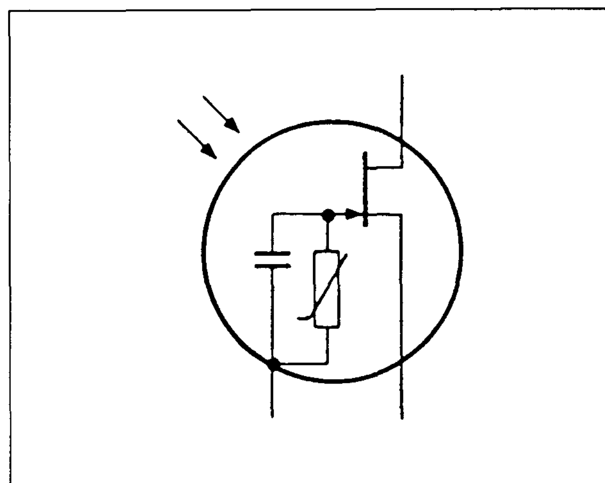
De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, voorzien van een daglicht filter. De RPY 101 heeft een tamelijk lage gevoeligheid.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-34
- intern schema: figuur 19/9.2-35
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 µm
- afmetingen sensor: 2 x 1,5 mm
- piek-signaal: 100 µV typisch
- piek-ruis: 38 µV max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz



Figuur 19/9.2-34: Behuizing van de RPY 101.



Figuur 19/9.2-35: Intern schema van de RPY 101.

9.2 Type-beschrijving

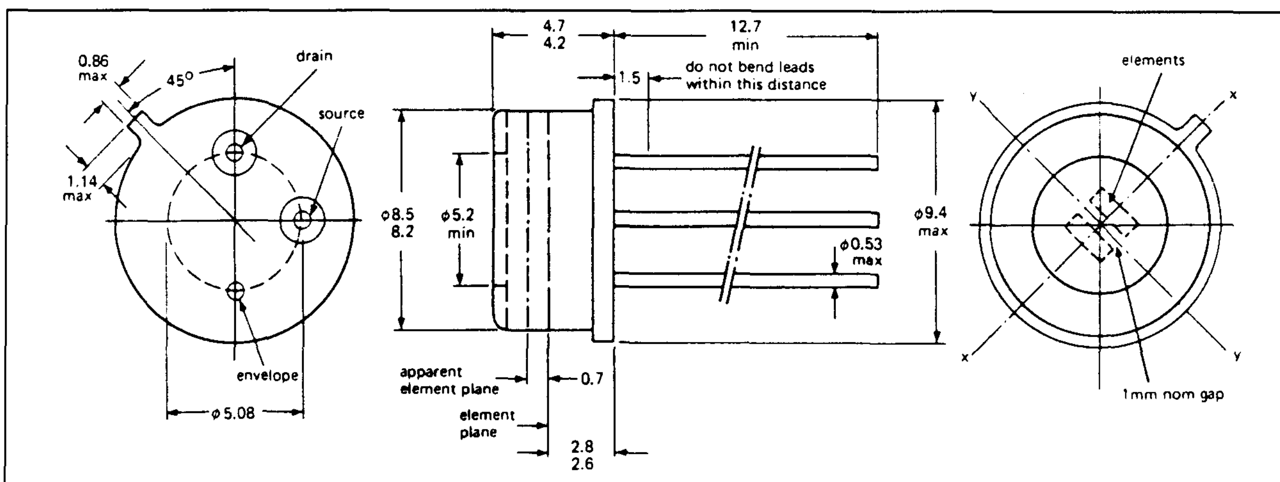
RPW 102

dual element, daglicht filter

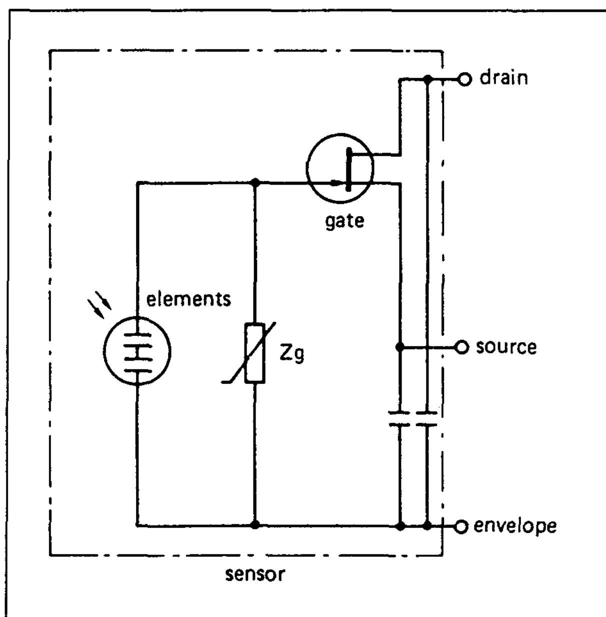
De RPW 102 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.
De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, voorzien van een daglicht filter.

Technische gegevens

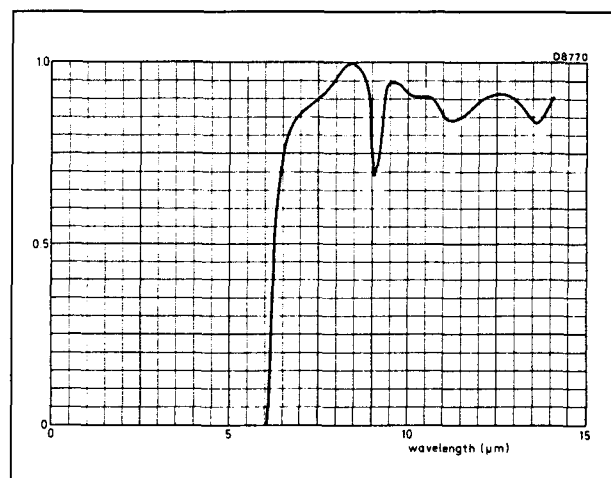
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-36
- intern schema: figuur 19/9.2-37
- optisch filter: figuur 19/9.2-38
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 μm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 800 μV typisch
- piek-ruis: 25 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 58°
- openingshoek vertikaal: 45°



Figuur 19/9.2-36: Behuizing van de RPW 102.



Figuur 19/9.2-37: Intern schema van de RPW 102.



Figuur 19/9.2-38: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPW 102.

9.2 Type-beschrijving

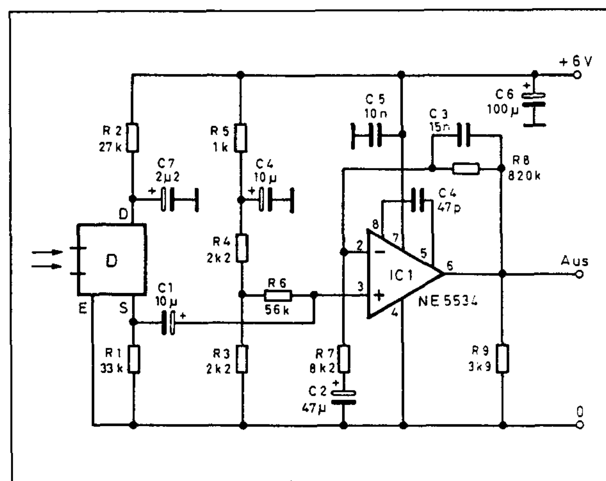
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 19/9.2-39:

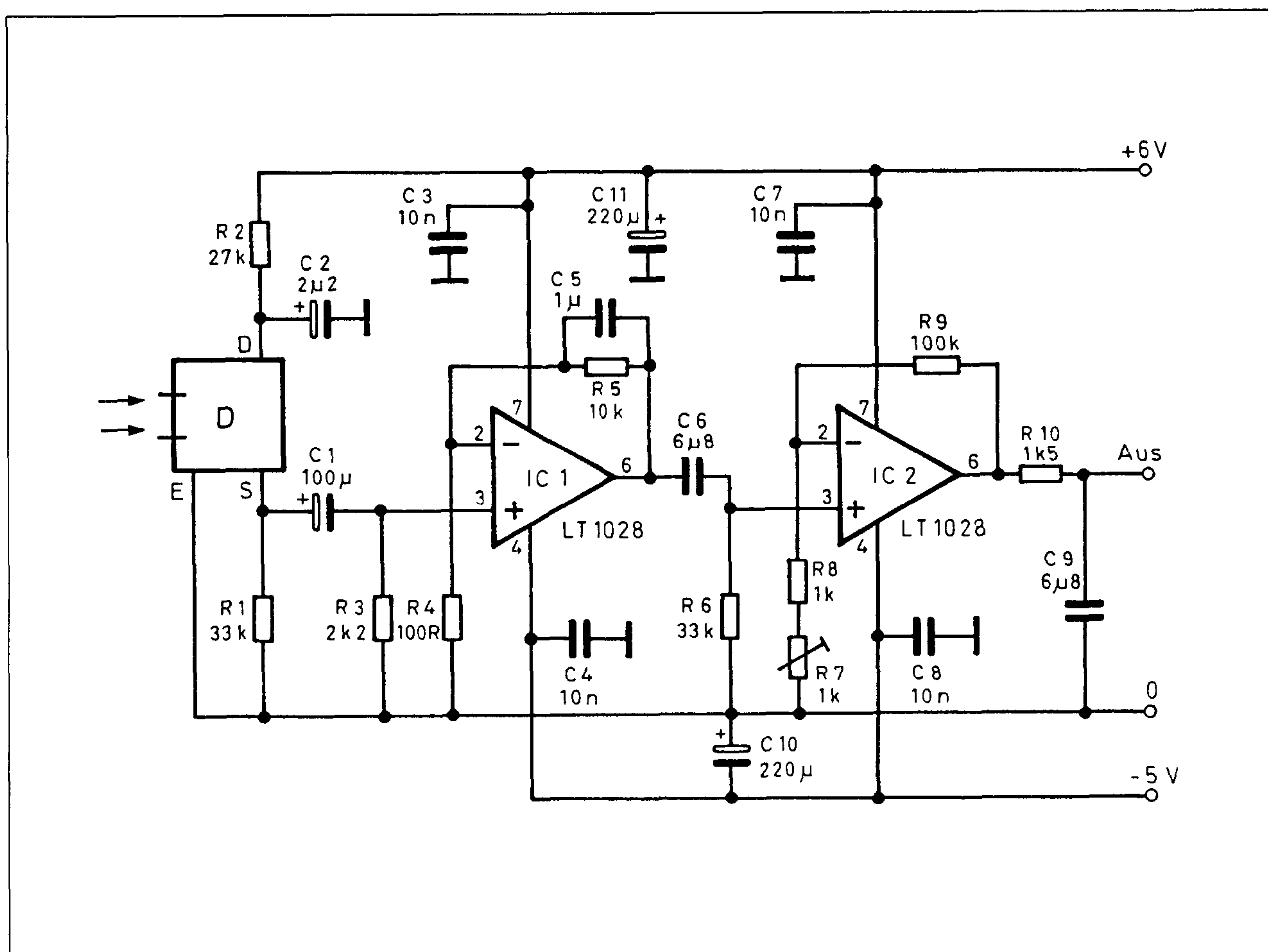
Voorversterker met enkelvoudig gevoede operationele versterker. De detector is als source-volger geschakeld.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van de spanningsdeler ingesteld op een voorspanning die ongeveer gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Het uitgangssignaal van de detector wordt via de condensator C1 aan deze ingang toegevoerd. De terugkoppeling tussen de uitgang van de op-amp, de inverterende ingang en de massa bepaalt de versterking van de trap.

De condensatoren in deze terugkoppeling begrenzen de bandbreedte van de schakeling tot ongeveer 13 Hz.



Figuur 19/9.2-39: Voorversterker voor de RPW 102 met één operationele versterker.



Figuur 19/9.2-40: Versterker voor de RPW 102 met extreem lage eigen ruis.

9.2 Type-beschrijving

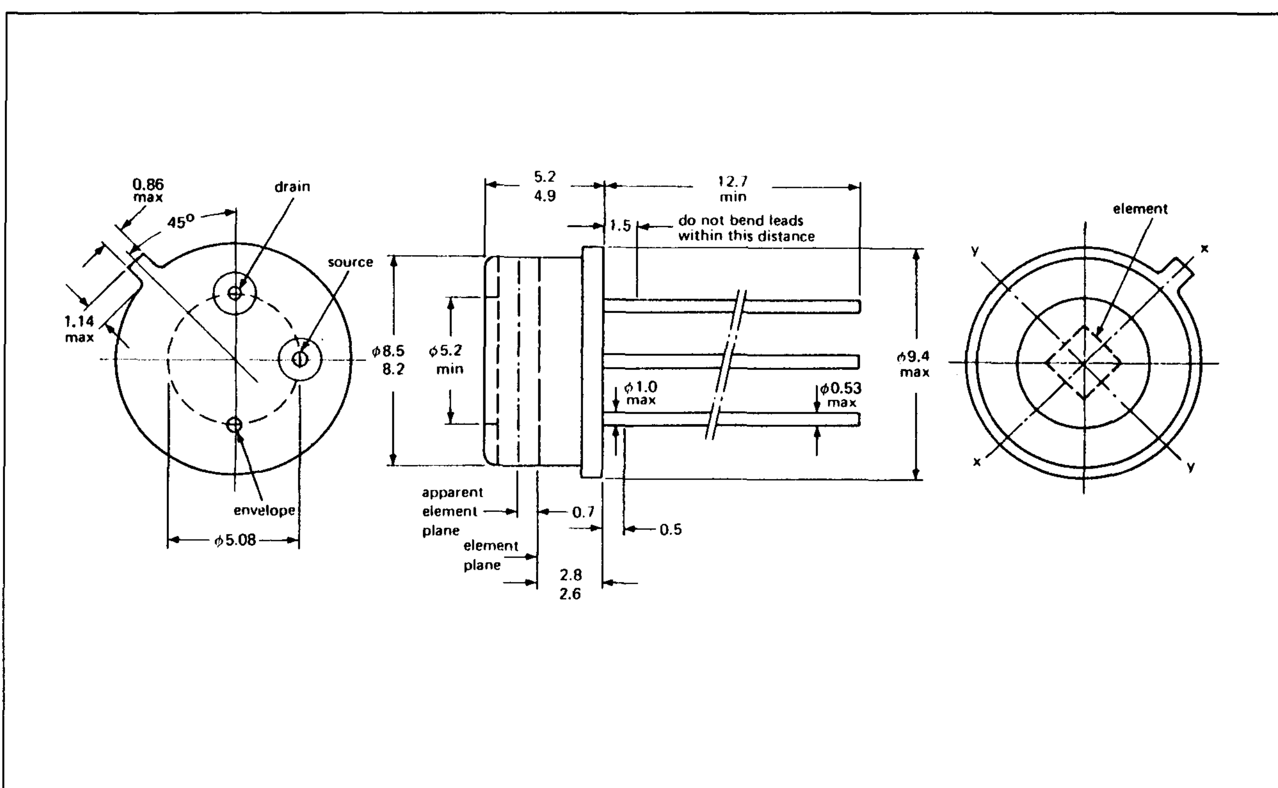
– figuur 19/9.2-40:
Schakeling van een voorversterker met extreem lage eigen ruis. Gebruik wordt gemaakt van twee speciale operationele versterkers die een eigen ruis hebben van slechts 35 nV binnen een bandbreedte van 0,1 Hz tot 10 Hz. Uiteraard moeten alle weerstanden van het MF-type zijn! De diverse condensatoren rond en tussen de operationele versterkers bepalen de bandbreedte van de versterker op 0,7 Hz tot 15 Hz. Met de instelpotentiometer R7 kan de versterkingsfactor van de schakeling ingesteld worden tussen 5.000 en 10.000.

RPY 102

single element, daglicht filter

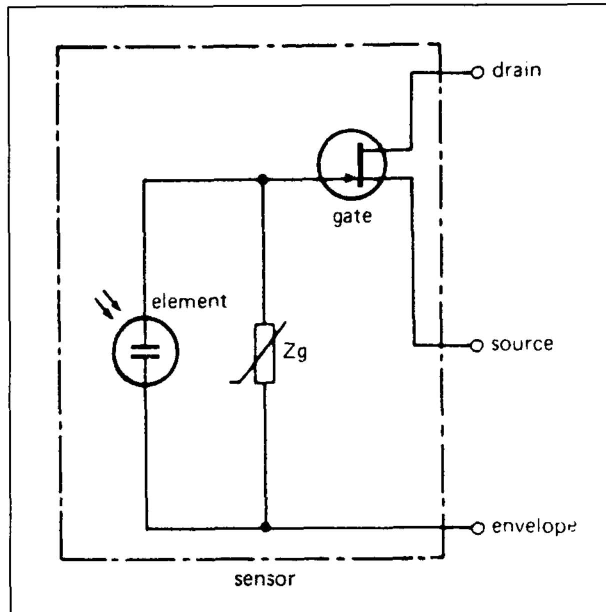
De RPY 102 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is uitgevoerd als SOT-49 en bezit een optisch daglicht filter.
De RPY 102 heeft als voornaamste eigenschap een zeer lage eigen ruis van slechts 15 µV.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-41
- intern schema: figuur 19/9.2-42
- optisch filter: figuur 19/9.2-43
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 µm
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- piek-signaal: 450 µV typisch
- piek-ruis: 15 µV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

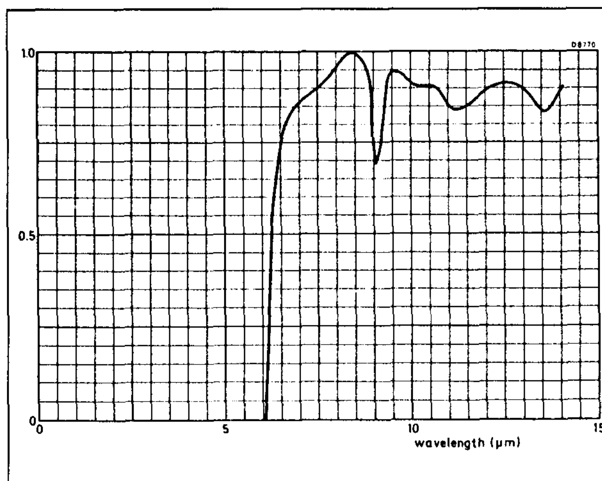


Figuur 19/9.2-41: Behuizing van de RPY 102.

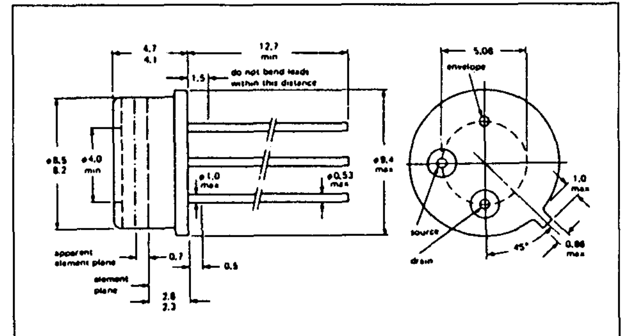
9.2 Type-beschrijving



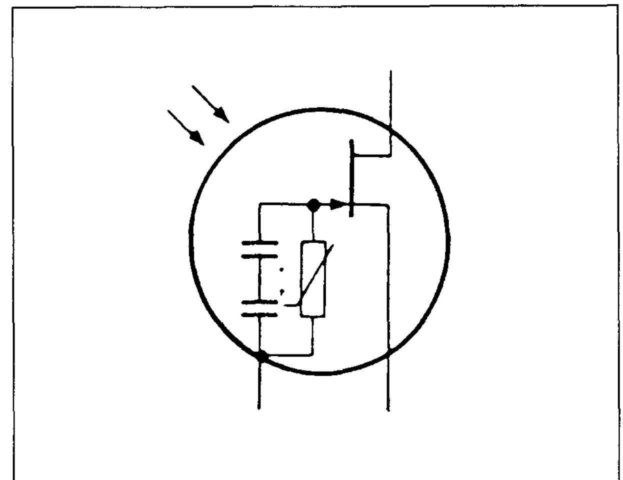
Figuur 19/9.2-42: Intern schema van de RPY 102.



Figuur 19/9.2-43: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPY 102.



Figuur 19/9.2-44: Behuizing van de RPY 103.



Figuur 19/9.2-45: Intern schema van de RPY 103.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-44
- intern schema: figuur 19/9.2-45
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 µm
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 150 µV typisch
- piek-ruis: 25 µV max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

RPY 103

dual element, daglicht filter

De RPY 103 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft een tamelijk lage gevoeligheid en is voorzien van een daglicht filter.

RPY 107

single element, breedband

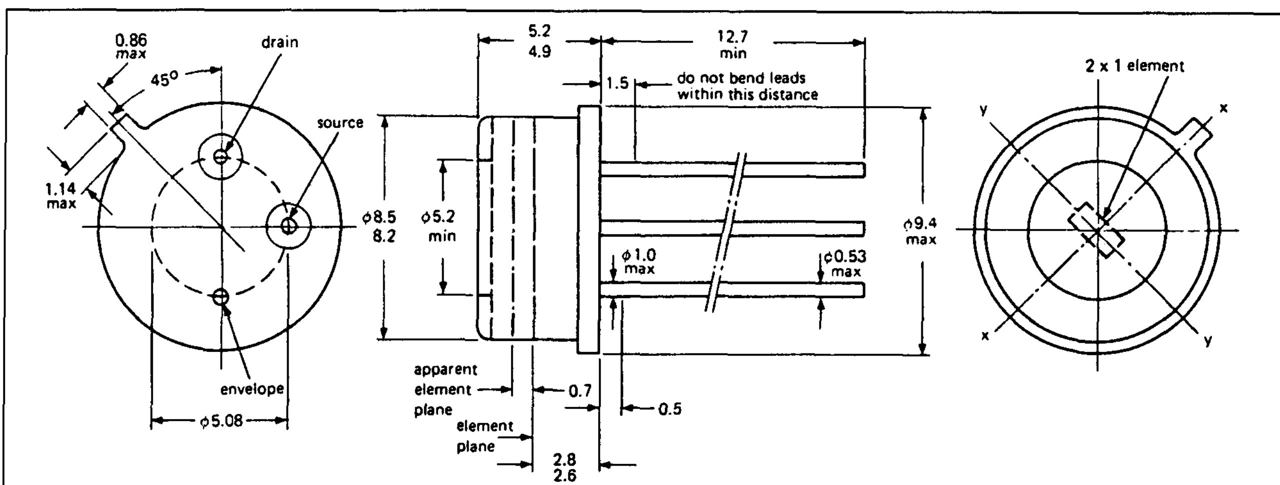
De RPY 107 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing en heeft géén filter, zodat de optische band-

9.2 Type-beschrijving

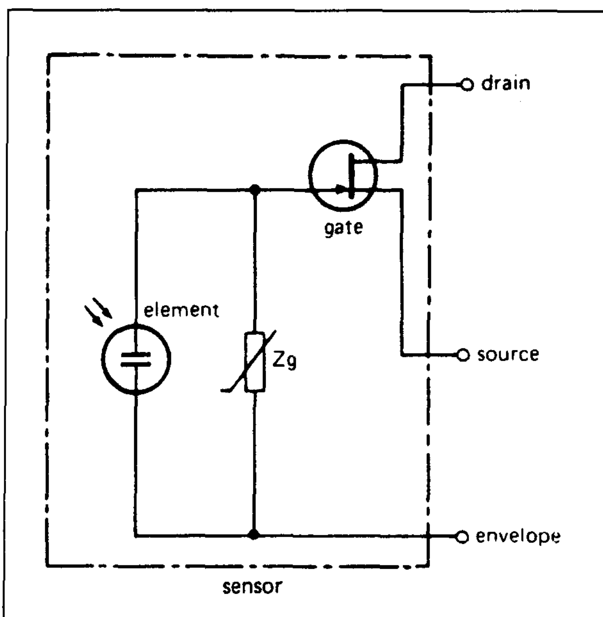
breedte vrij groot is. De RPY 107 heeft een lage eigen ruisspanning.

Technische gegevens

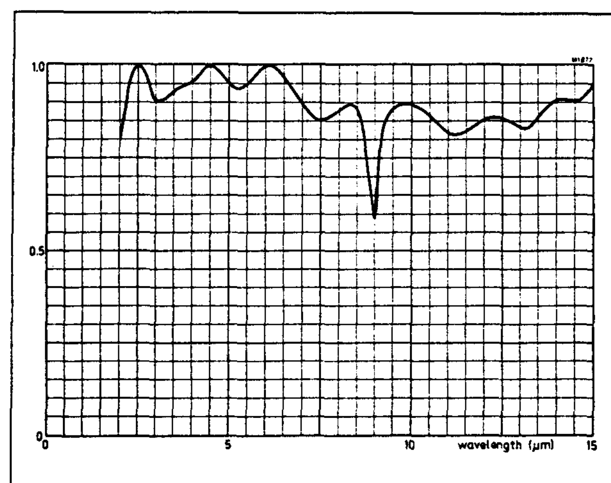
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-46
- intern schema: figuur 19/9.2-47
- optisch filter: figuur 19/9.2-48
- gevoeligheid: 1 tot 15 μm
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 385 μV typisch
- piek-ruis: 15 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 55°
- openingshoek vertikaal: 50°



Figuur 19/9.2-46: Behuizing van de RPY 107.



Figuur 19/9.2-47: Intern schema van de RPY 107.



Figuur 19/9.2-48: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPY 107.

9.2 Type-beschrijving

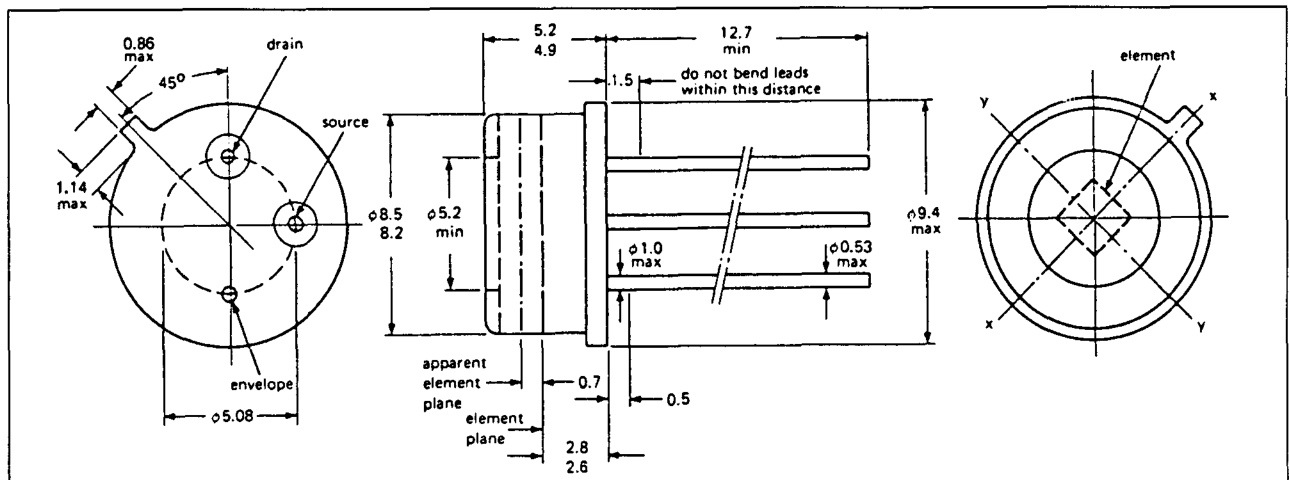
RPY 109

single element, breedband

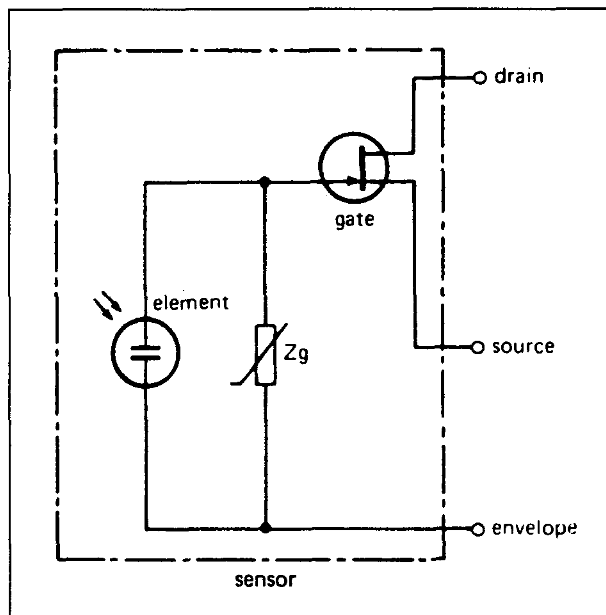
De RPY 109 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De RPY 109 wordt gekenmerkt door een zeer lage eigen ruisspanning en is, in grote lijnen, vergelijkbaar met de RPY 107.

Technische gegevens

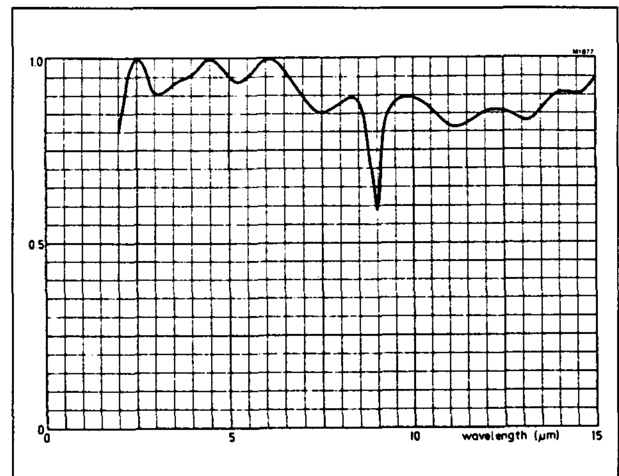
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-49
- intern schema: figuur 19/9.2-50
- optisch filter: figuur 19/9.2-51
- gevoeligheid: 1 tot 15 μm
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- piek-signaal: 385 μV typisch
- piek-ruis: 15 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°



Figuur 19/9.2-49: Behuizing van de RPY 109.



Figuur 19/9.2-50: Intern schema van de RPY 109.



Figuur 19/9.2-51: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPY 109.

9.2 Type-beschrijving

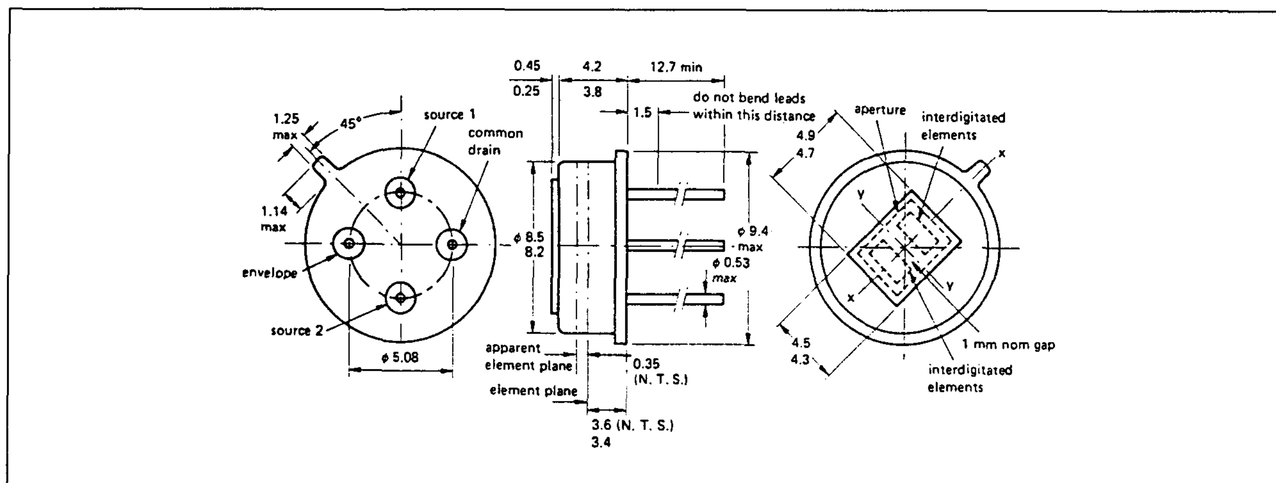
RPY 222

2 x dual element, daglicht filter

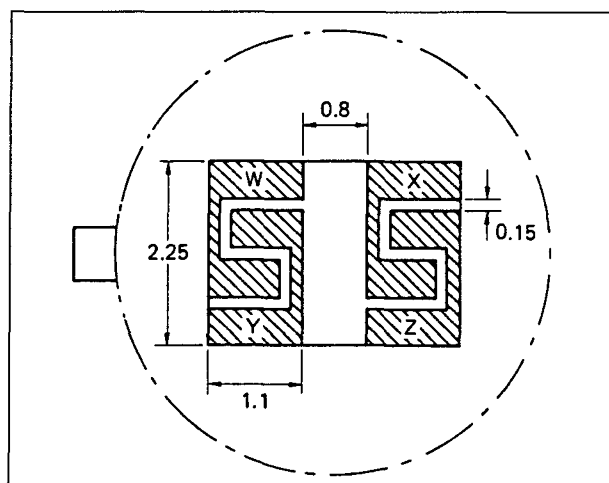
De RPY 222 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee systemen die ieder bestaan uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De twee sources worden separaat uitgevoerd. Het onderdeel is voorzien van een daglicht filter. De RPY 222 is speciaal ontworpen voor het detecteren van vloeistofniveaus en rookgassen.

Technische gegevens

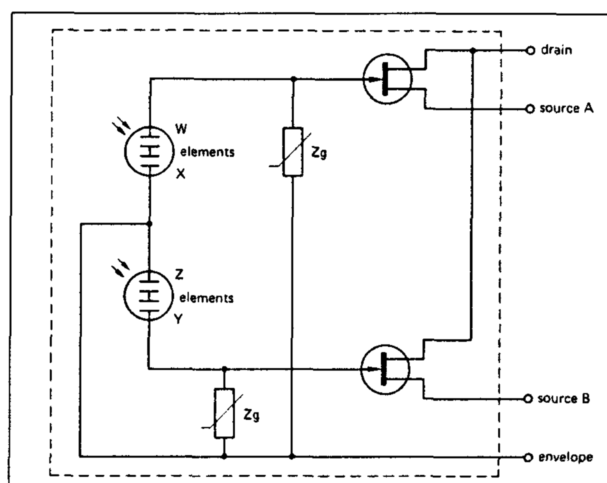
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-52
- configuratie elementen: figuur 19/9.2-53
- intern schema: figuur 19/9.2-54
- optisch filter: figuur 19/9.2-55
- gevoeligheid: 6,5 tot 14 μm
- afmetingen sensoren: 2,25 x 1,1 mm
- piek-signaal: 800 μV typisch
- piek-ruis: 25 μV max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 59°
- openingshoek vertikaal: 48°



Figuur 19/9.2-52: Behuizing van de RPY 222.

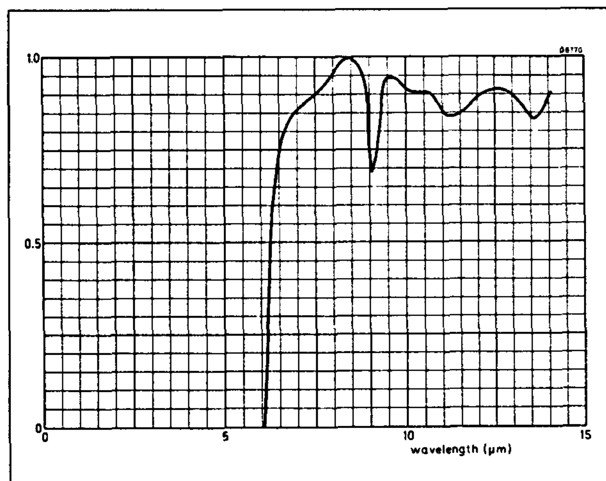


Figuur 19/9.2-53: Configuratie van de vier pyro-elektrische sensoren in de RPY 222.



Figuur 19/9.2-54: Intern schema van de RPY 222.

9.2 Type-beschrijving

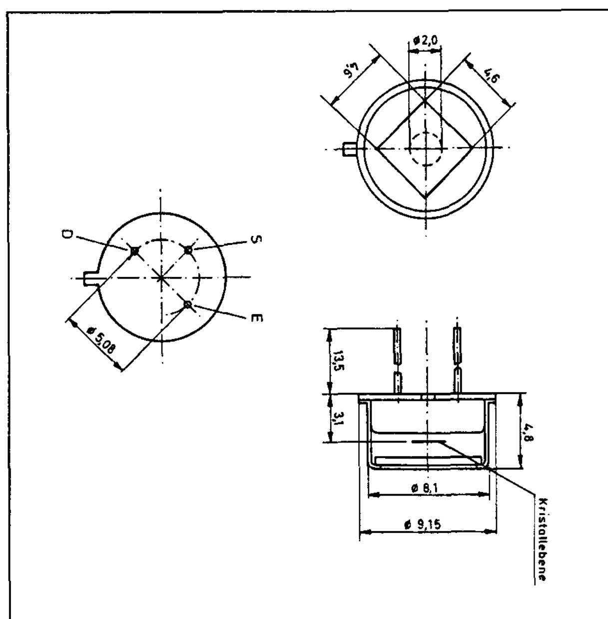


Figuur 19/9.2-55: De doorlaat karakteristiek van het optisch filter van de RPY 222.

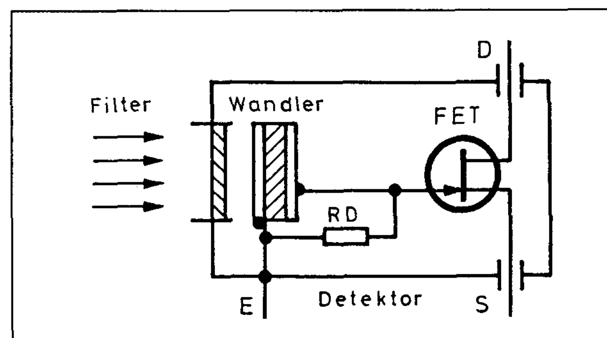
406

single element, daglicht filter

De 406 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling bevat een ronde sensor van 2,0 mm diameter en is voorzien van een daglicht filter.



Figuur 19/9.2-56: Behuizing van de 406.



Figuur 19/9.2-57: Intern schema van de 406.

Technische gegevens

- fabrikant: onbekend
- behuizing: figuur 19/9.2-56
- intern schema: figuur 19/9.2-57
- gevoeligheid: 8 tot 14 µm
- afmetingen sensor: 2 mm diameter
- piek-signaal: 360 µV typisch
- piek-ruis: 25 µV max.
- uitgangsimpedantie: 20 kΩ
- voedingsspanning: 3 tot 15 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 19/9.2-58:

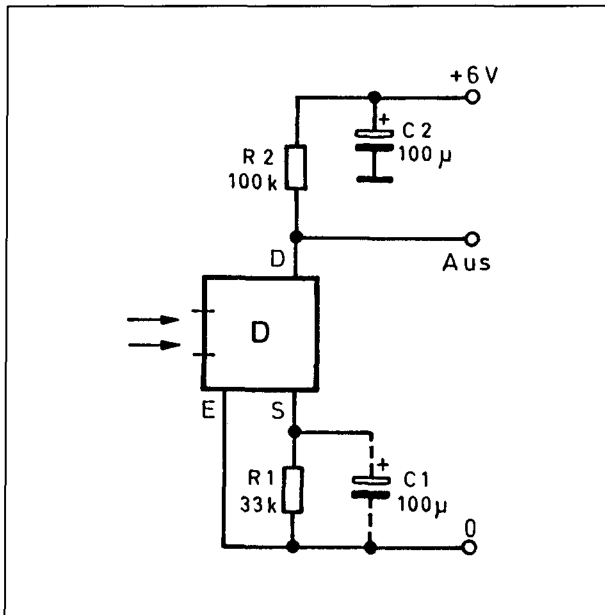
De meest eenvoudige afsluiting van de 406, waarbij de interne FET wordt gebruikt als versterkertrap. De instelling van de trap wordt verzorgd via de source-weerstand R1. Zonder condensator C1 bedraagt de versterkingsfactor ongeveer 4. Mét condensator zal de versterking enigszins stijgen. Let er op dat bij deze schakeling het uitgangssignaal in tegenfase is met het signaal dat door de sensor wordt gegenereerd!

- figuur 19/9.2-59:

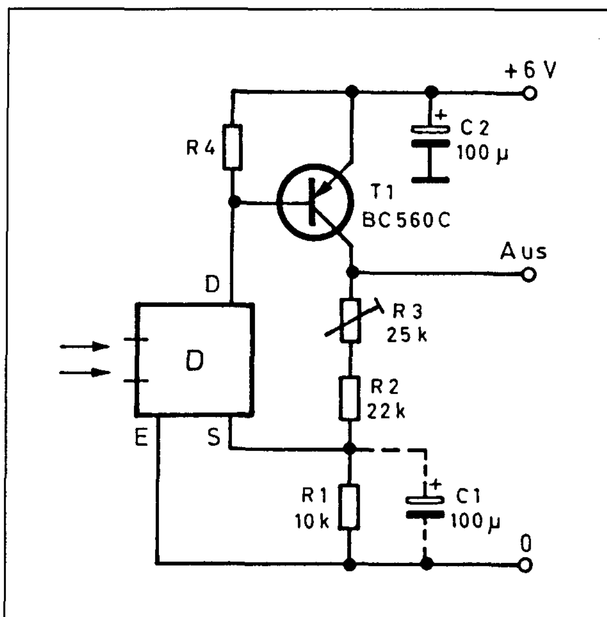
Schakeling rond de 406, waarbij de interne FET wordt opgenomen in een tweetrapsversterker met T1. De source van de FET wordt sterk tegengekoppeld, waardoor de spanningsversterking van de schakeling weliswaar klein is, maar de stabiliteit verbetert. De versterking van de schakeling wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2+R3 en R1. Zonder de condensator C1 bedraagt de maximale versterkingsfactor 6.

9.2 Type-beschrijving

Mét condensator wordt deze waarde opgevoerd tot ongeveer 60. Als transistor wordt een speciaal ruisarm exemplaar uitgezocht, namelijk de BC 560 C.



Figuur 19/9.2-58: De eenvoudigste schakeling rond de 406.



Figuur 19/9.2-59: Een tweetrapsversterker met een maximale versterking van ongeveer 60.

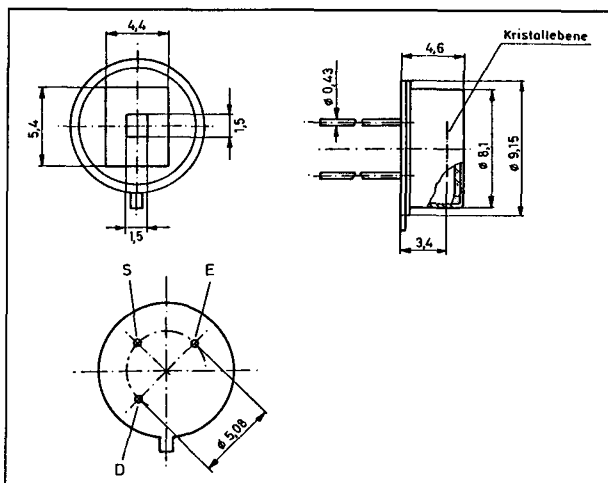
LHi 807

single element, breedband

De LHi 807 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één vierkante sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft een breedbandig optisch filter, zodat geen onderdrukking van daglicht plaats vindt.

Technische gegevens

- fabrikant: onbekend
- behuizing: figuur 19/9.2-60
- gevoeligheid: 2 tot 16 µm
- afmetingen sensor: 1,5 x 1,5 mm
- piek-signaal: 840 µV typisch
- piek-ruis: 18 µV max.
- voedingsspanning: 3 tot 15 V
- uitgangsimpedantie: 10 kΩ
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz



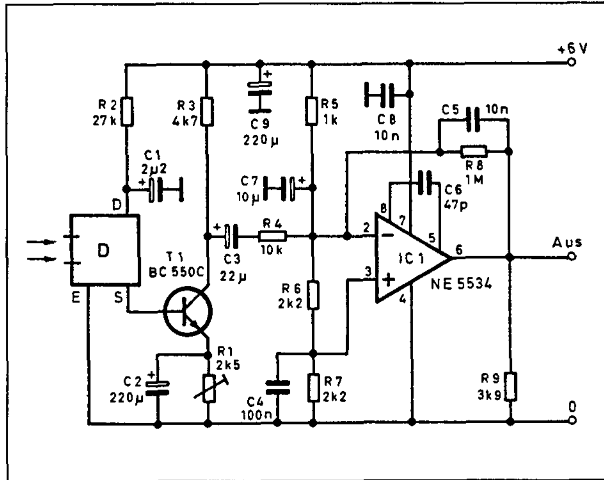
Figuur 19/9.2-60: Behuizing van de LHi 807.

Voorbeeld-schakeling

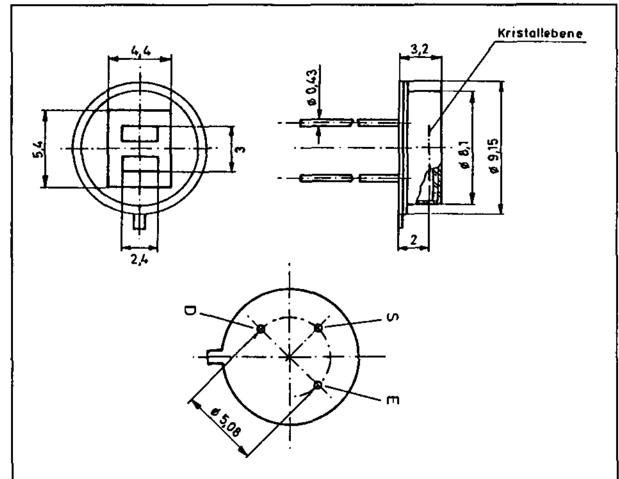
- figuur 19/9.2-61:

Voorversterker voor de LHi 807, waarbij de eerste versterking door een ruisarme transistor BC 550C wordt uitgevoerd en de naversterking door een operationele versterker. De transistor zorgt voor een 16-voudige versterking. De instelling van het werkpunt van deze trap wordt verzorgd met de emitterweerstand R1.

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-61: Een tweetraps voorversterker voor de LHi 807, met een totale versterking van 1.600.



Figuur 19/9.2-62: Behuizing van de LHi 954.

De daaropvolgende op-amp versterker heeft een spanningsversterking van 100. De condensatoren C3, C5 en C7 zorgen voor een bandbreedtebeperking tot 10 Hz.

LHi 954

dual element, daglicht filter

De LHi 954 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.
De schakeling is voorzien van een optisch filtertje, dat alle straling met golflengte kleiner dan 8 µm weg filtert.

Technische gegevens

- fabrikant: onbekend
- behuizing: figuur 19/9.2-62
- gevoeligheid: 8 tot 14 µm
- afmetingen sensoren: 3 x 1 mm
- piek-signaal: 830 µV typisch
- piek-ruis: 17 µV max.
- voedingsspanning: 3 tot 15 V
- uitgangsimpedantie: 10 kΩ
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

P 2105

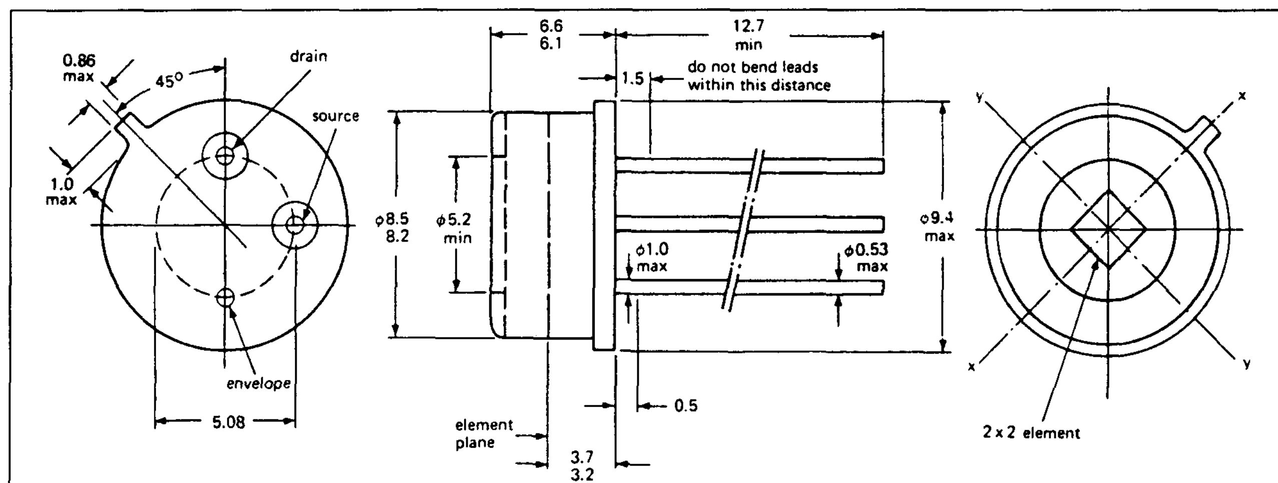
single element, zeer breedbandig

De P 2105 is een speciale pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft als speciale eigenschap dat de sensoren gevoelig zijn tot straling met golflengte van 25 µm. De P 2105 is dan ook niet op de eerste plaats ontworpen voor het detecteren van personen, maar voor het detecteren van hete gassen en vloeistoffen, die een geheel ander stralingspatroon hebben.

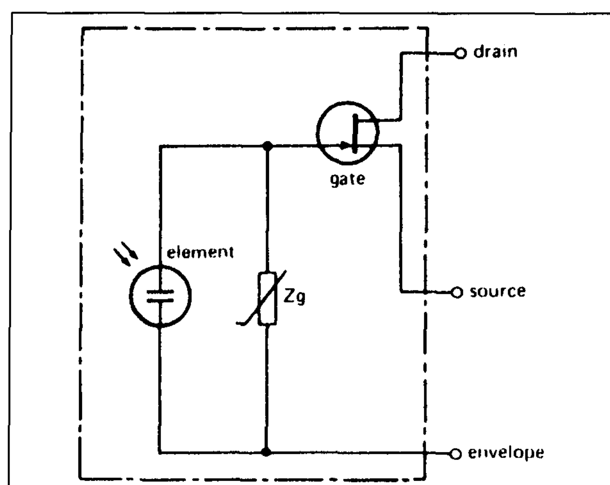
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 19/9.2-63
- intern schema: figuur 19/9.2-64
- gevoeligheid: 1,0 tot 25 µm
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 V
- frequentiebereik: 10 tot 100 Hz
- openingshoek horizontaal: 60°
- openingshoek vertikaal: 60°

9.2 Type-beschrijving



Figuur 19/9.2-63: Behuizing van de P 2105.



Figuur 19/9.2-64: Intern schema van de P 2105.

19/10

Optische sensoren

Inhoud

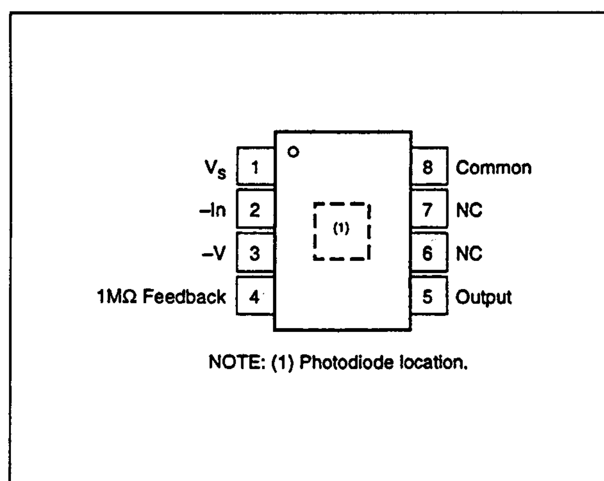
19/10.2

Licht naar spanning omzetters

OPT 101

licht naar spanning omzetter

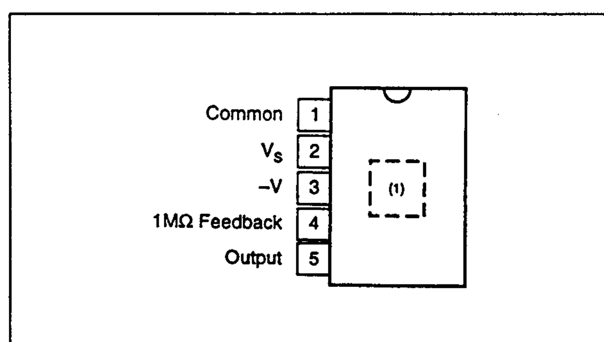
De OPT 101 is een monolithische geïntegreerde schakeling die bestaat uit een fotodiode en een transimpedantie-versterker. De uitgangsspanning van de OPT 101 is direkt proportioneel met de lichtintensiteit op de fotodiode. De versterker kan op een enkele of een dubbele voedingsspanning tussen 2,7 V en 36 V werken. De fotodiode heeft een werkzaam oppervlak van 5,23 mm². De OPT 101 kan worden gebruikt voor medische en laboratorium apparatuur, positie- en benaderingssensoren, barcode scanners, enzovoorts en is leverbaar in een 8-pens transparante DIP of een 5-pens SIP.



Figuur 19/10.2-1: Aansluitingen van de 8-pens DIL-versie van de OPT 101.

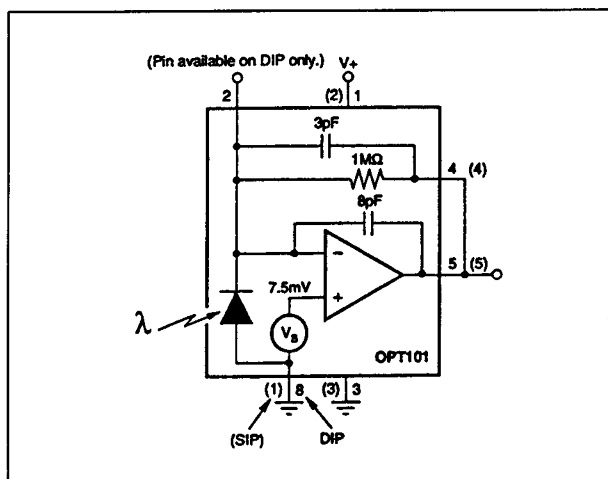
Technische gegevens

- licht naar spanning omzetter
- afmetingen fotodiode: 2,29 x 2,29 mm²
- geringe donker-(offset-)spanning: 10 mV max.
- enkele voedingsspanning: +2,7 V tot +36 V
- gering stroomverbruik: 120 µA typ.
- gevoeligheid: 0,45 A/W (bij 650 nm)
- bandbreedte: 14 kHz
- heldere 8-pens DIL-behuizing of 5-pens "single-in-line" SIP (figuur 19/10.2-1, respectievelijk -2)
- fabrikant: Burr-Brown

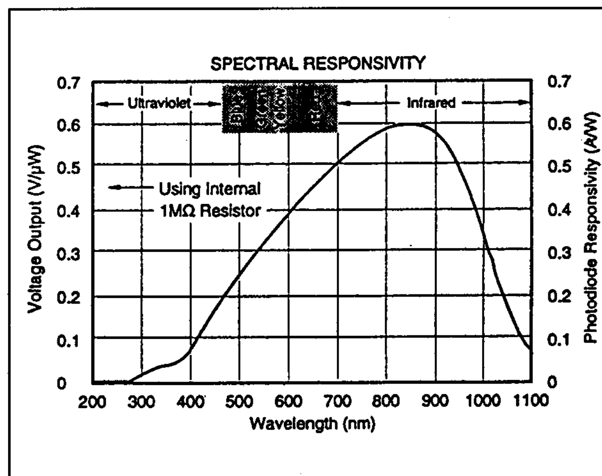


Figuur 19/10.2-2: Aansluitingen van de 5-pens SIL-versie van de OPT 101.

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-3: Functioneel blokschema van de OPT 101. Pin-nummering tussen haakjes: SIL-versie.



Figuur 19/10.2-4: Spectrale gevoeligheid van de OPT 101.

T_A = +25°C, V_s = +2.7V to +36V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, R_L = 10kΩ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT101P, W MIN	TYP	MAX	UNITS
RESPONSIVITY					
Photodiode Current	650nm		0.45		A/W
Voltage Output	650nm		0.45		V/µW
vs Temperature			100		ppm/°C
Unit to Unit Variation	650nm		±5		%
Nonlinearity(1)	FS Output = 24V		0.01		% of FS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm²
DARK ERRORS, RTO(2)					
Offset Voltage, Output		+5	+7.5	+10	mV
vs Temperature			±2.5		µV/°C
vs Power Supply	V_s = +2.7V to +36V		10	100	µV/V
Voltage Noise, Dark, f_B = 0.1Hz to 20kHz	V_s = +15V, V_{PIN3} = −15V		300		µVrms
TRANSIMPEDANCE GAIN					
Resistor			1		MΩ
Tolerance, P			0.5	2	%
W			0.5		%
vs Temperature			50		ppm/°C
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth	V_{OUT} = 10Vp-p		14		kHz
Rise Fall Time, 10% to 90%	V_{OUT} = 10V Step		28		µs
Settling Time, 0.05%	V_{OUT} = 10V Step		160		µs
0.1%			80		µs
1%			70		µs
Overload Recovery	100%, Return to Linear Operation		50		µs
OUTPUT					
Voltage Output, High		$(V_s) - 1.3$	$(V_s) - 1.15$		V
Capacitive Load, Stable Operation			10		nF
Short-Circuit Current	V_s = 36V		15		mA
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		+2.7		+36	V
Quiescent Current	Dark, V_{PIN3} = 0V		120	240	µA
	R_L = ∞, V_{OUT} = 10V		220		µA
TEMPERATURE RANGE					
Specification		0		+70	°C
Operating		0		+70	°C
Storage		−25		+85	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		°C/W

Tabel 19/10.2-1: Specificaties van de gehele OPT 101 (bij 650 nm).

10.2 Licht naar spanning omzetters

PHOTODIODE

T_A = +25°C, V_S = +2.7V to 36V unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	Photodiode of OPT101P MIN	TYP	MAX	UNITS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in^2
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm^2
Current Responsivity	650nm		0.45		A/W
	650nm		865		μA/W/cm^2
Dark Current	V_{DIODE} = 7.5mV		2.5		pA
vs Temperature			doubles every 7°C		
Capacitance			1200		pF

OP AMP

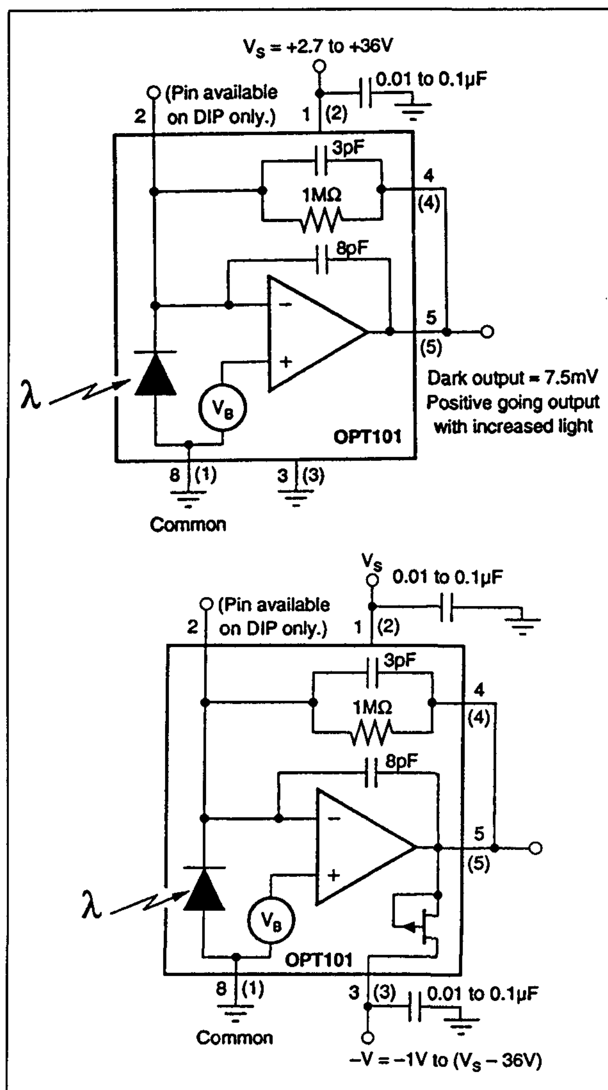
T_A = +25°C, V_S = +2.7V to +36V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, R_L = 10kΩ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT101 Op Amp(1) MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT					
Offset Voltage			±0.5		mV
vs Temperature			±2.5		μV/°C
vs Power Supply			10		μV/V
Input Bias Current	(–) Input		165		pA
vs Temperature	(–) Input		1		pA/°C
Input Impedance					
Differential			400 ll 5		MΩ ll pF
Common-Mode			250 ll 35		GΩ ll pF
Common-Mode Input Voltage Range	Linear Operation		0 to [(V_S) – 1]		V
Common-Mode Rejection			90		dB
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop Voltage Gain			90		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Gain-Bandwidth Product(2)			2		MHz
Slew Rate			1		V/μs
Settling Time 1%			5.8		μs
0.1%			7.7		μs
0.05%			8.0		μs
OUTPUT					
Voltage Output, High		(V_S) – 1.3	(V_S) – 1.15		V
Short-Circuit Current	V_S = +36V		15		mA
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		+2.7		+36	V
Quiescent Current	Dark, V_{PIN3} = 0V		120	240	μA
	R_L = ∞, V_{OUT} = 10V		220		μA

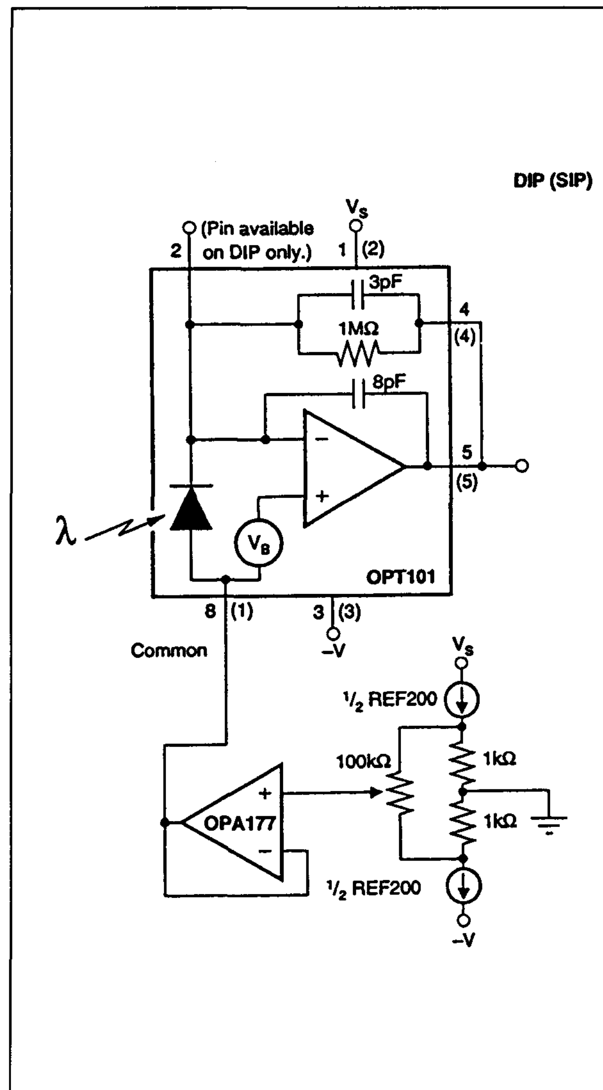
NOTES: (1) Op amp specifications provided for information and comparison only. (2) Stable gains ≥ 10 V/V.

Tabel 19/10.2-2: Specificaties van het fotodiode deel en de operationele versterker bij 650 nm van de OPT 101.

10.2 Licht naar spanning omzetters

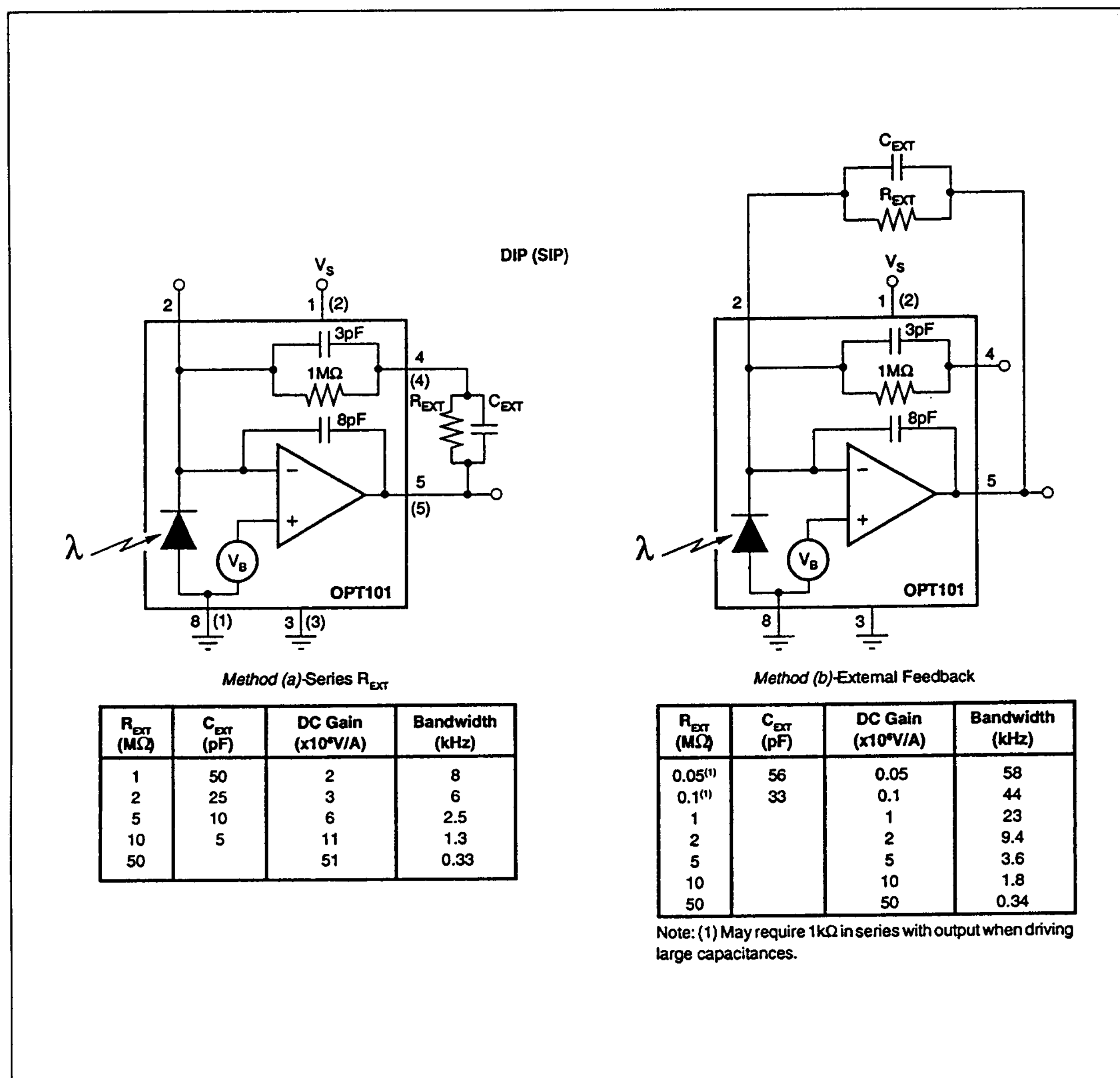


Figuur 19/10.2-5: Aansluitingen van de OPT 101 (op een enkele voedingsspanning boven en op een dubbele voedingsspanning onder).



Figuur 19/10.2-6: Correctie van de donkerfout (offset).

10.2 Licht naar spanning omzetters



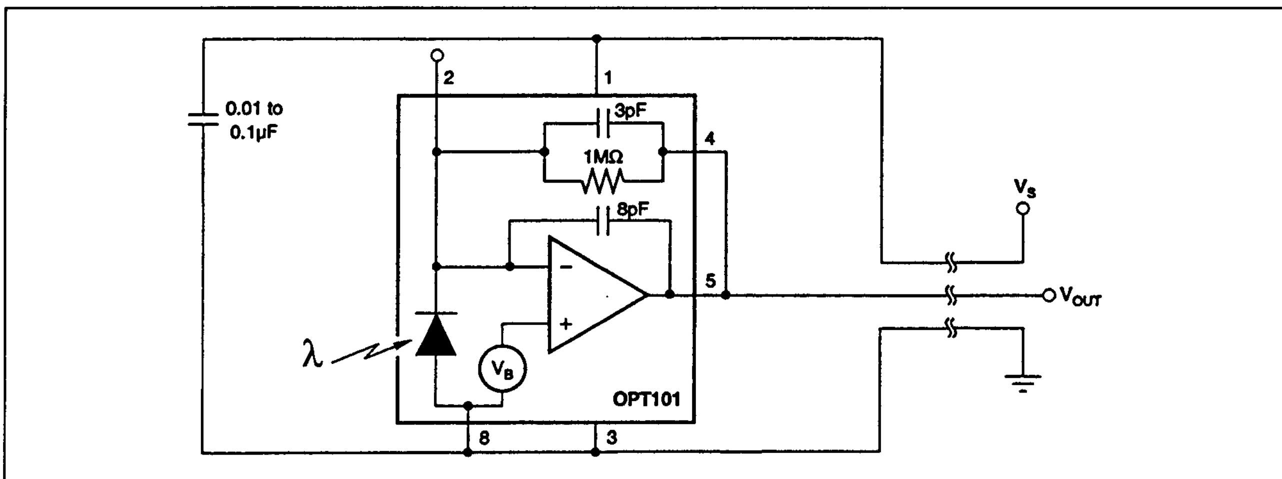
R_{EXT} (MΩ)	C_{EXT} (pF)	DC Gain (x10^{6}V/A)	Bandwidth (kHz)
1	50	2	8
2	25	3	6
5	10	6	2.5
10	5	11	1.3
50		51	0.33

R_{EXT} (MΩ)	C_{EXT} (pF)	DC Gain (x10^{6}V/A)	Bandwidth (kHz)
0.05(1)	56	0.05	58
0.1(1)	33	0.1	44
1		1	23
2		2	9.4
5		5	3.6
10		10	1.8
50		50	0.34

Note: (1) May require 1kΩ in series with output when driving large capacitances.

Figuur 19/10.2-7: Instellingsmogelijkheden van de gevoeligheid: links met een externe, seriële weerstand; rechts met een externe tegenkoppelweerstand.

10.2 Licht naar spanning omzetters

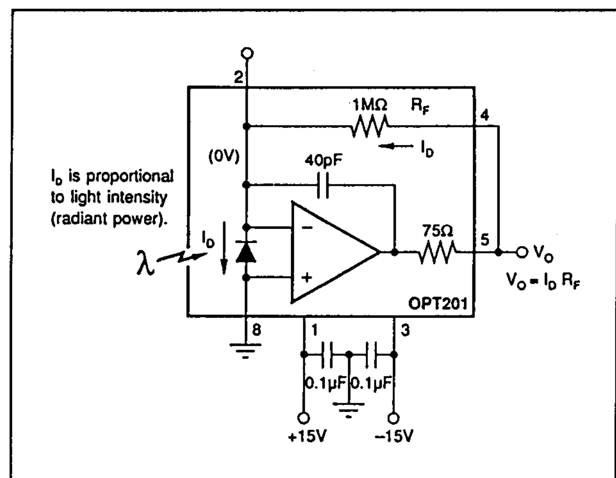


Figuur 19/10.2-8: Toepassingsvoorbeeld van de OPT 101 als 3-draads lichtmeter.

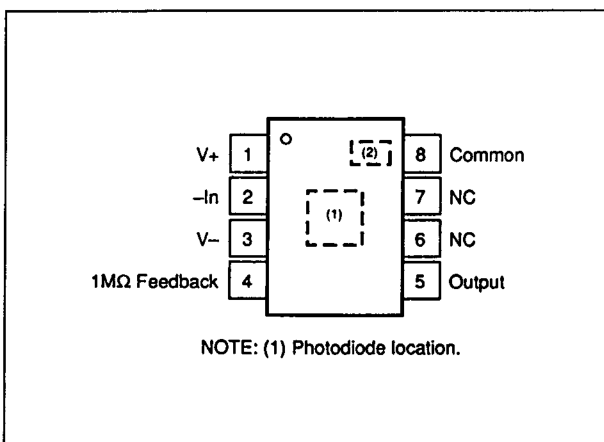
OPT 201

licht naar spanning omzetter

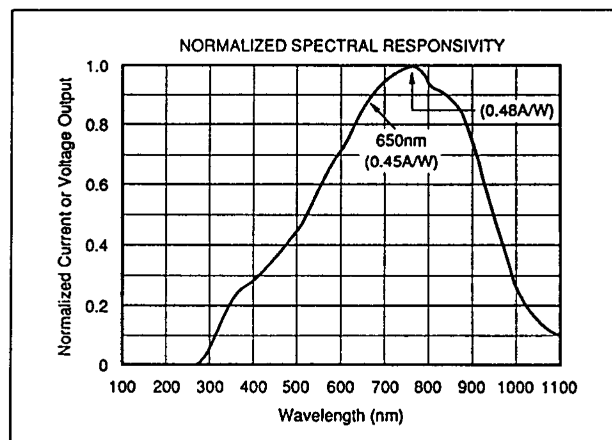
De OPT 201 is een opto-elektronisch IC, opgebouwd uit een fotodiode en een transimpedantie-versterker op één enkele diëlektrisch geïsoleerde chip. De transimpedantieversterker bestaat uit een precisie operationele versterker met FET-ingangen en een metaalfilm weerstand. De fotodiode (met een oppervlak van 5,23 mm^2) werkt met "zero-bias", zodat de uitgangsspanning direkt proportioneel is met de lichtintensiteit.



Figuur 19/10.2-10: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPT 201.



Figuur 19/10.2-9: Aansluitingen van de OPT 201.



Figuur 19/10.2-11: Spectrale gevoeligheid van de OPT 201.

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, V_S = ±15V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT201KP			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
RESPONSIVITY					
Photodiode Current	650nm		0.45		A/W
Voltage Output	650nm		0.45		V/µW
Unit-to-Unit Variation	650nm		±20		%
Nonlinearity[1]	FS Output = 10V		0.02		% of FS
vs Temperature			200		ppm/°C
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm²
DARK ERRORS, RTO[2]					
Offset Voltage, Output			±0.5	±2	mV
vs Temperature			±10		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10	100	µV/V
Voltage Noise	Measured BW = 0.1 to 100kHz		160		µVrms
RESISTOR—1MΩ Internal					
Resistance			1		MΩ
Tolerance			±0.5	±2	%
vs Temperature			50		ppm/°C
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth, Large or Small-Signal, −3dB			4		kHz
Rise Time, 10% to 90%			90		µs
Settling Time, 1%	FS to Dark		400		µs
0.1%	FS to Dark		500		µs
0.01%	FS to Dark		800		µs
Overload Recovery Time	100% overdrive, V_S = ±15V		150		µs
	100% overdrive, V_S = ±5V		380		µs
	100% overdrive, V_S = ±2.25V		800		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 0.65		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1		V
Capacitive Load, Stable Operation			10		nF
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_O = 0		±0.4	±0.5	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification, Operating		0		+70	°C
Storage		−25		+85	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		°C/W

Tabel 19/10.2-3: Specificaties van de gehele OPT 201 (bij 650 nm).

De OPT 201 werkt op een dubbele voedingsspanning van +/-2,25 V tot +/-18 V. De OPT 201 is onder andere geschikt voor fotografische analysatoren, medische en laboratorium apparatuur, positie- en benaderingssensoren en rookdetectoren. De OPT 201 is verkrijgbaar in een 8-pens transparante DIL-behuizing.

Technische gegevens

- licht naar spanning omzetter
- afmetingen fotodiode: 2,29 x 2,29 mm²
- geringe donker-(offset-)spanning: 2 mV max.
- dubbele voedingsspanning: +/-2,25 V tot +/-18 V
- gering stroomverbruik: 400 µA typ.
- gevoeligheid: 0,45 A/W (bij 650 nm)
- bandbreedte: 4 kHz
- heldere 8-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.2-9)
- fabrikant: Burr-Brown

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	Photodiode of OPT201 MIN	TYP	MAX	UNITS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.1		mm²
Current Responsivity	650nm		0.45		A/W
Dark Current	V_D = 0V(1)		500		fA
vs Temperature			doubles every 10°C		
Capacitance	V_D = 0V(1)		4000		pF

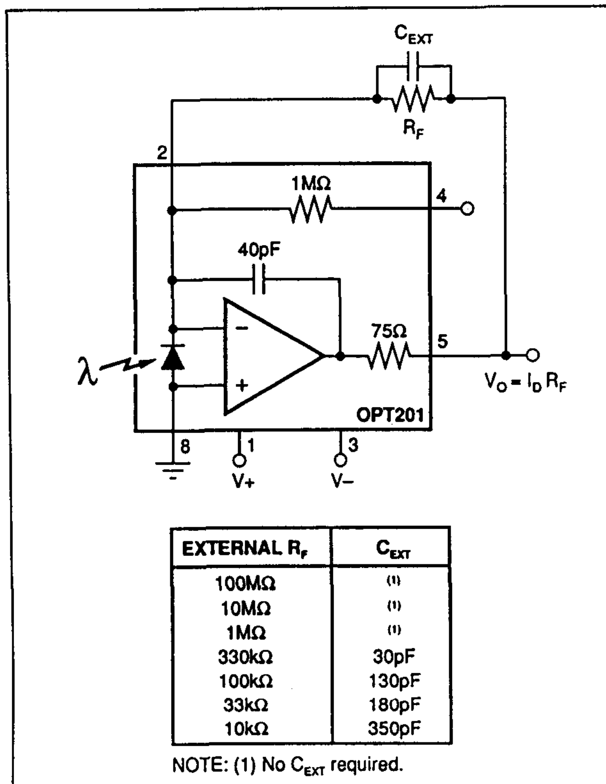
NOTE: (1) Voltage Across Photodiode.

T_A = +25°C, V_S = ±15V, unless otherwise noted.

PARAMETER Op Amp Section	CONDITIONS	OPT201 Op Amp MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT					
Offset Voltage			±0.5		mV
vs Temperature			±5		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10		µV/V
Input Bias Current			1		pA
vs Temperature			doubles every 10°C		
NOISE					
Input Voltage Noise					
Voltage Noise Density, f=10Hz			30		nV/√Hz
f=100Hz			25		nV/√Hz
f=1kHz			15		nV/√Hz
Current Noise Density, f=1kHz			0.8		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-mode Input Range			±14.4		V
Common-mode Rejection			106		dB
INPUT IMPEDANCE					
Differential			10^{12}||3		Ω||pF
Common-mode			10^{12}||3		Ω||pF
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop Voltage Gain			120		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Gain-Bandwidth Product			380		kHz
Slew Rate			0.5		V/µs
Settling Time 0.1%			4		µs
0.01%			5		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) – 1.25	(V+) – 0.65		V
	R_L = 5kΩ	(V+) – 2	(V+) – 1		V
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_O = 0		±0.4	±0.5	mA

Tabel 19/10.2-4: Specificaties van de fotodiode en de operationele versterker van de OPT 201 (bij 650 nm).

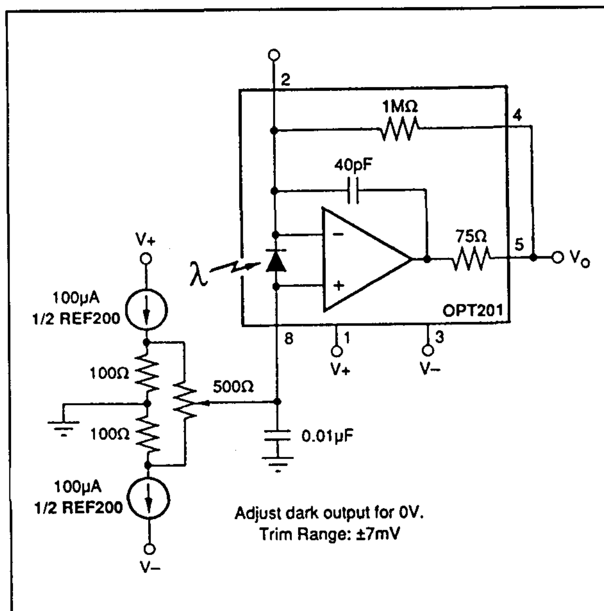
10.2 Licht naar spanning omzetters



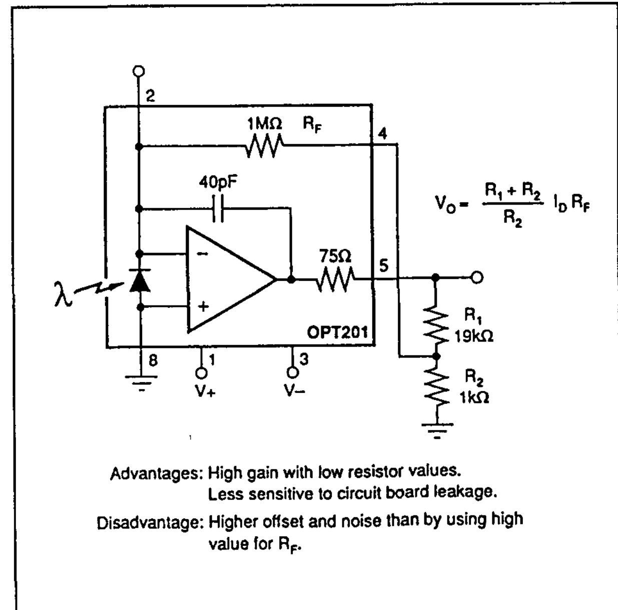
EXTERNAL R_F	C_{EXT}
100MΩ	(1)
10MΩ	(1)
1MΩ	(1)
330kΩ	30pF
100kΩ	130pF
33kΩ	180pF
10kΩ	350pF

NOTE: (1) No C_{EXT} required.

Figuur 19/10.2-12: Instelling van de gevoeligheid met een externe tegenkoppelweerstand.

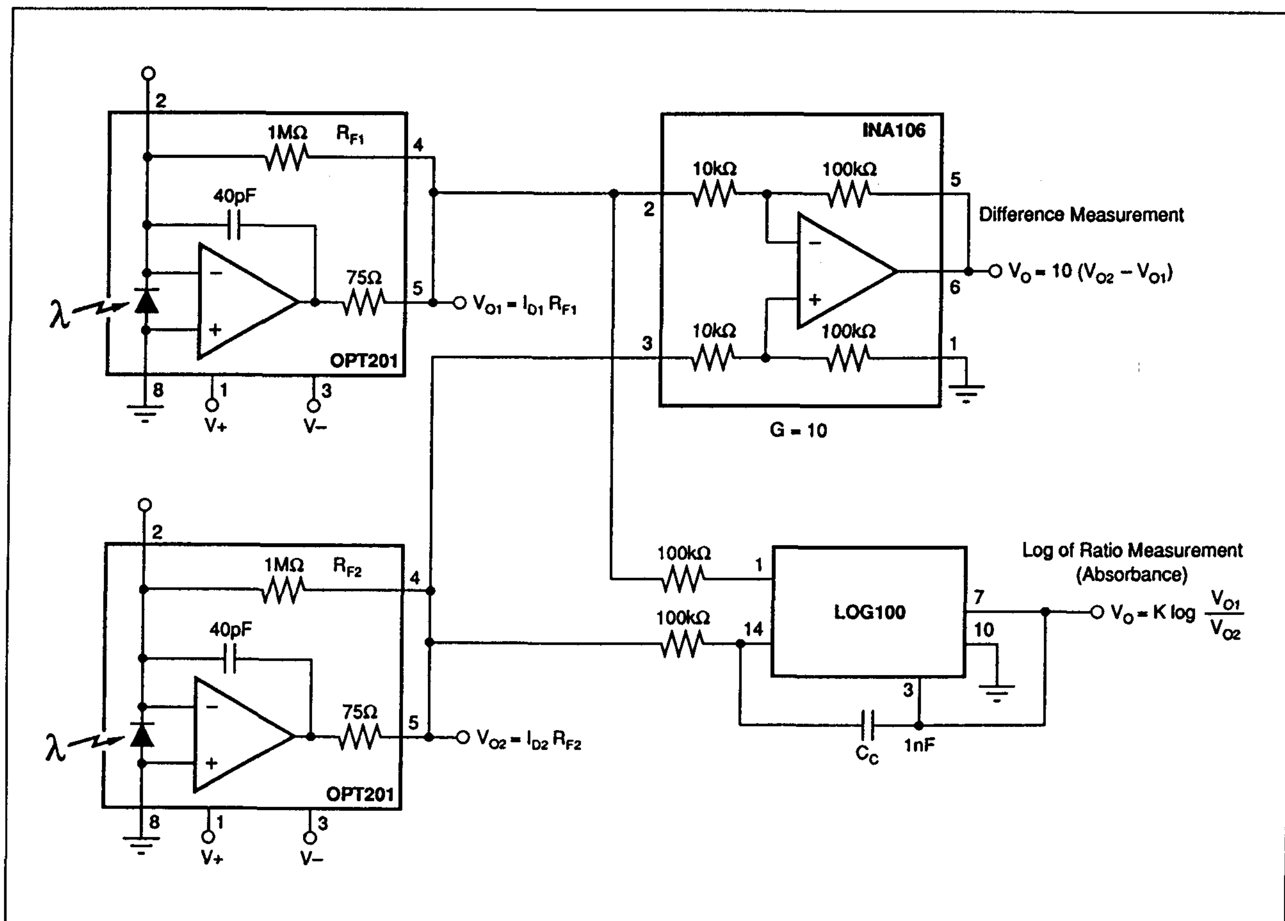


Figuur 19/10.2-13: Correctie van de donkerfout (offset).



Figuur 19/10.2-14: Instelling van de gevoeligheid met een extern T-netwerk.

10.2 Licht naar spanning omzetters



figuur 19/10.2-15: Toepassingsvoorbeeld: twee OPT 201's als differentiële lichtmeter.

OPT 202

Licht naar spanning omzetter

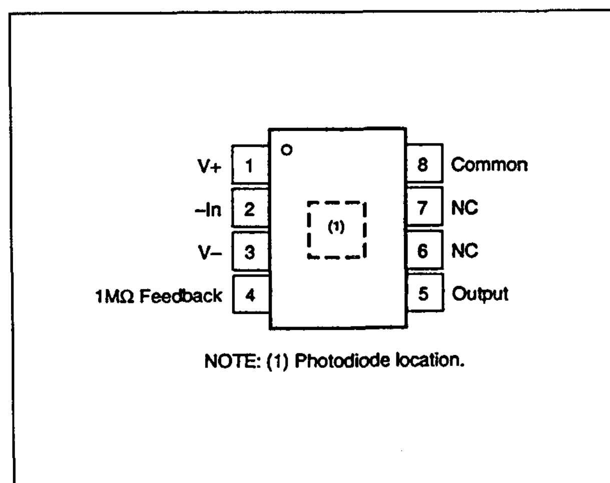
De OPT 202 is een opto-elektronische geïntegreerde schakeling die is samengesteld uit een fotodiode en een transimpedantieversterker. Deze versterker heeft FET-ingangen en een metaalfilm tegenkoppelweerstand.

De fotodiode heeft een nuttig oppervlak van 5,23 mm^2 en werkt bij "zero-bias", zodat de uitgangsspanning direkt proportioneel is met de lichtintensiteit. De OPT 202 werkt op een dubbele voedingsspanning tussen +/-2,25 V en +/-18 V. De OPT 202 kan worden gebruikt voor medische en laboratorium apparatuur, positie- en benaderingssensoren, rookdetectoren, enzovoorts en is leverbaar in een 8-pens transparante DIL- of een 5-pens SIL-behuizing.

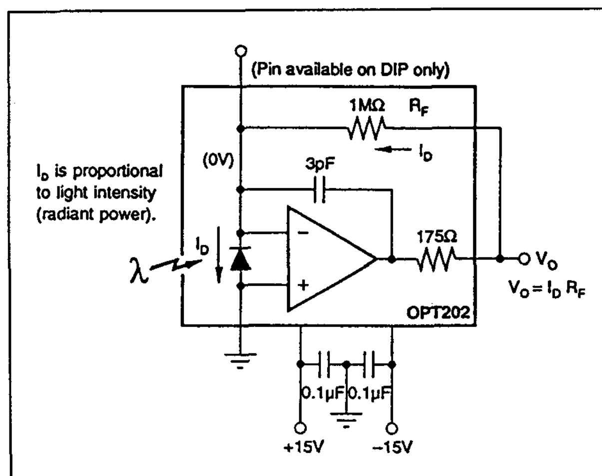
Technische gegevens

- licht naar spanning omzetter
- afmetingen fotodiode: 2,29 x 2,29 mm^2
- geringe donker-(offset-)spanning: 2 mV max.
- dubbele voedingsspanning: +/-2,25 V tot +/-18 V
- gering stroomverbruik: 400 µA typ.
- gevoeligheid: 0,45 A/W (bij 650 nm)
- bandbreedte: 50 kHz
- heldere 8-pens DIL-behuizing of 5-pens "single-in-line" SIP (figuur 19/10.2-16, respectievelijk -17)
- fabrikant: Burr-Brown

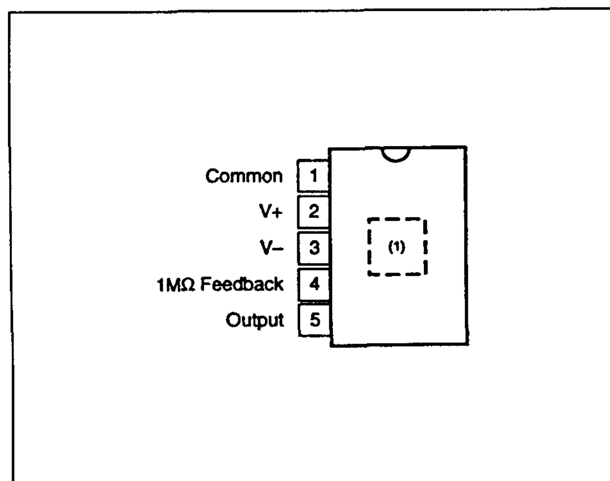
10.2 Licht naar spanning omzetters



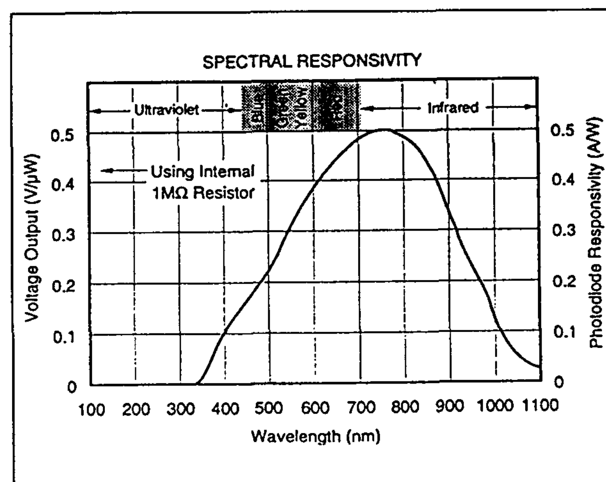
Figuur 19/10.2-16: Aansluitingen van de 8-pens DIL-versie van de OPT 202.



Figuur 19/10.2-18: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPT 202. De pin-nummering tussen haakjes geldt voor de SIP-versie.



Figuur 19/10.2-17: Aansluitingen van de 5-pens SIL-versie van de OPT 202.



Figuur 19/10.2-19: Spectrale gevoeligheid van de OPT 202.

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, V_S = ±15V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT202P, W MIN	TYP	MAX	UNITS
RESPONSIVITY					
Photodiode Current	650nm		0.45		A/W
Voltage Output	650nm		0.45		V/µW
vs Temperature			100		ppm/°C
Unit-to-Unit Variation	650nm		±5		%
Nonlinearity[1]	FS Output = 10V		0.01		% of FS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in^2
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm^2
DARK ERRORS, RTO[2]					
Offset Voltage, Output			±0.5	±2	mV
vs Temperature			±10		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10	100	µV/V
Voltage Noise	Measured BW = 0.1 to 100kHz		1		mVrms
RESISTOR—1MΩ Internal					
Resistance			1		MΩ
Tolerance: P			±0.5	±2	%
W			±0.5		%
vs Temperature			50		ppm/°C
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth, Large or Small-Signal, −3dB			50		kHz
Rise Time, 10% to 90%			10		µs
Settling Time, 1%	FS to Dark		10		µs
0.1%	FS to Dark		20		µs
0.01%	FS to Dark		40		µs
Overload Recovery Time (to 1%)	100% overdrive, V_S = ±15V		44		µs
	100% overdrive, V_S = ±5V		100		µs
	100% overdrive, V_S = ±2.25V		240		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 1		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1.5		V
Capacitive Load, Stable Operation			10		nF
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	V_O = 0		±400	±500	µA
TEMPERATURE RANGE					
Specification, Operating		0		+70	°C
Storage		−25		+85	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		°C/W

Tabel 19/10.2-5: Specificaties van de gehele OPT 202 (bij 650 nm).

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	Photodiode of OPT202 MIN	TYP	MAX	UNITS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.1		mm²
Current Responsivity	650nm		0.45		A/W
Dark Current	V_D = 0V(1)		500		fA
vs Temperature			doubles every 10°C		
Capacitance	V_D = 0V(1)		600		pF

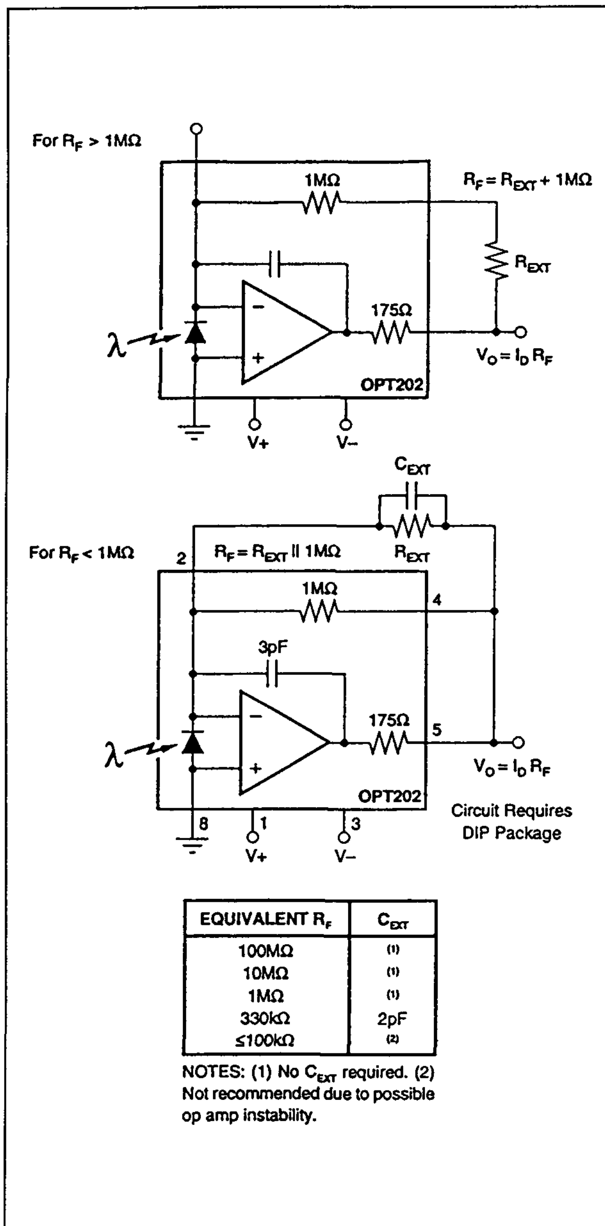
NOTE: (1) Voltage Across Photodiode.

T_A = +25°C, V_s = ±15V, unless otherwise noted.

PARAMETER Op Amp Section	CONDITIONS	OPT202 Op Amp MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT					
Offset Voltage			±0.5		mV
vs Temperature			±5		µV/°C
vs Power Supply	V_s = ±2.25V to ±18V		10		µV/V
Input Bias Current			1		pA
vs Temperature			doubles every 10°C		
NOISE					
Input Voltage Noise					
Voltage Noise Density, f=10Hz			30		nV/√Hz
f=100Hz			25		nV/√Hz
f=1kHz			15		nV/√Hz
Current Noise Density, f=1kHz			0.8		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-mode Input Range			±14.4		V
Common-mode Rejection			106		dB
INPUT IMPEDANCE					
Differential			10^{12}‖3		Ω‖pF
Common-mode			10^{12}‖3		Ω‖pF
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop Voltage Gain			120		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Gain-Bandwidth Product			16		MHz
Slew Rate			6		V/µs
Settling Time 0.1%			4		µs
0.01%			5		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) – 1.25	(V+) – 1		V
	R_L = 5kΩ	(V+) – 2	(V+) – 1.5		V
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_O = 0		±400	±500	µA

Tabel 19/10.2-6: Specificaties van de fotodiode en de operationele versterker (bij 650 nm) van de OPT 202.

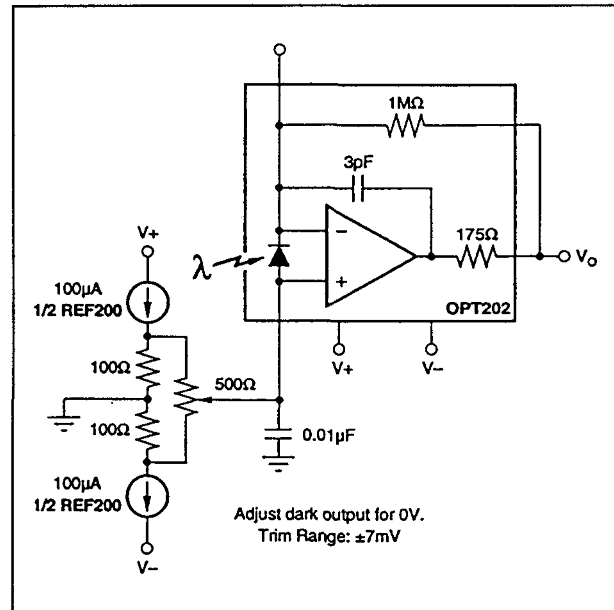
10.2 Licht naar spanning omzetters



EQUIVALENT R_F	C_{EXT}
100MΩ	(1)
10MΩ	(1)
1MΩ	(1)
330kΩ	2pF
≤100kΩ	(2)

NOTES: (1) No C_{EXT} required. (2) Not recommended due to possible op amp instability.

Figuur 19/10.2-20: Instelling van de gevoeligheid met behulp van een externe weerstand.



Figuur 19/10.2-21: Correctie van de donkerfout (offset).

OPT 209

licht naar spanning omzetter

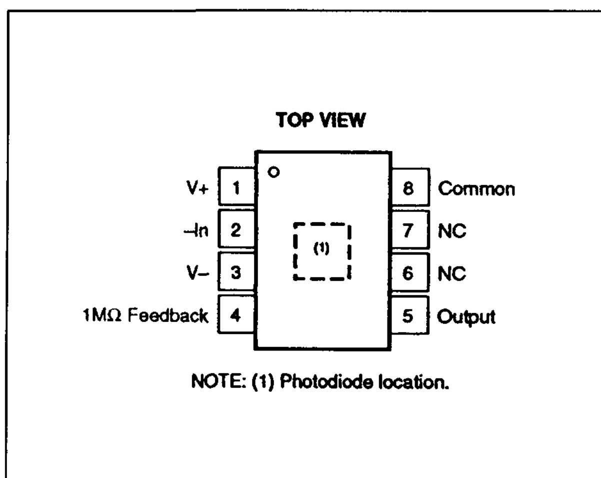
De opto-elektronische geïntegreerde schakeling OPT 209 bestaat uit een fotodiode en een transimpedantie-versterker op één chip. De versterker heeft FET-ingangen en een metaalfilm weerstand. Het nuttig oppervlak van de fotodiode bedraagt 5,23 mm^2 en deze werkt zonder bias-stroom, zodat de uitgangsspanning direkt proportioneel is met de lichtintensiteit. De OPT 209 werkt op een dubbele voedingsspanning die mag liggen tussen +/-2,25 V en +/-18 V. De OPT 209 is zeer geschikt voor gebruik bij medische en laboratorium apparatuur, fotografische analysatoren, rookdetectoren, enzovoorts. De OPT 209 is leverbaar in een 8-pens transparante DIL-behuizing.

Technische eigenschappen

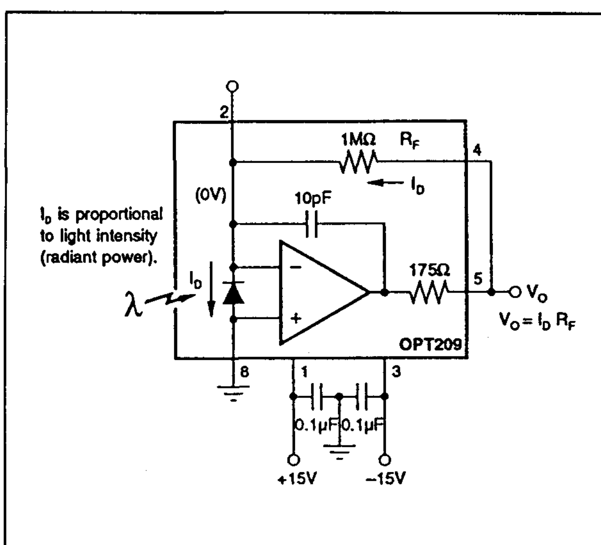
- licht naar spanning omzetter
- afmetingen fotodiode: 2,29 x 2,29 mm^2
- geringe donker-(offset-)spanning: 2 mV max.

10.2 Licht naar spanning omzetters

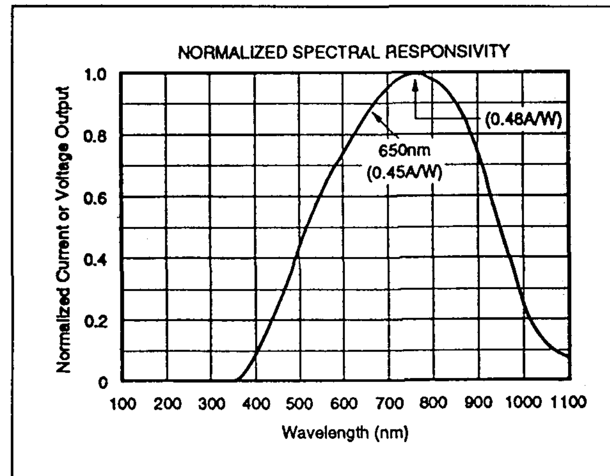
- dubbele voedingsspanning: +/-2,25 V tot +/-18 V
- gering stroomverbruik: 400 μA typ.
- gevoeligheid: 0,45 A/W (bij 650 nm)
- bandbreedte: 16 kHz
- heldere 8-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.2-22)
- fabrikant: Burr-Brown



Figuur 19/10.2-22: Aansluitingen van de OPT 209.



Figuur 19/10.2-23: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPT 209.



Figuur 19/10.2-24: Spectrale gevoeligheid van de OPT 209.

10.2 Licht naar spanning omzetters

ELECTRICAL

T_A = +25°C, V_S = ±15V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT209P MIN	TYP	MAX	UNITS
RESPONSIVITY					
Photodiode Current	650nm		0.45		A/W
Voltage Output	650nm		0.45		V/μW
vs Temperature			100		ppm/°C
Unit-to-Unit Variation	650nm		±5		%
Nonlinearity(1)	FS Output = 10V		0.01		% of FS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in^2
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm^2
DARK ERRORS, RTO(2)					
Offset Voltage, Output			±0.5	±2	mV
vs Temperature			±10		μV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10	100	μV/V
Voltage Noise	Measured BW = 0.1 to 100kHz		350		μVrms
RESISTOR—1MΩ Internal					
Resistance			1		MΩ
Tolerance			±0.5	±2	%
vs Temperature			50		ppm/°C
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth, Large or Small-Signal, −3dB			16		kHz
Rise Time, 10% to 90%			22		μs
Settling Time, 1%	FS to Dark		60		μs
0.1%	FS to Dark		85		μs
0.01%	FS to Dark		100		μs
Overload Recovery Time (to 1%)	100% overdrive, V_S = ±15V		44		μs
	100% overdrive, V_S = ±5V		100		μs
	100% overdrive, V_S = ±2.25V		240		μs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 1		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1.5		V
Capacitive Load, Stable Operation			1		nF
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	V_O = 0		±400	±500	μA
TEMPERATURE RANGE					
Specification, Operating		0		+70	°C
Storage		−25		+85	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		°C/W

Tabel 19/10.2-7: Specificaties van de gehele OPT 209 (bij 650 nm).

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	Photodiode of OPT209 MIN	TYP	MAX	UNITS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.1		mm²
Current Responsivity	650nm		0.45		A/W
Dark Current	V_D = 0V(1)		500		fA
vs Temperature			doubles every 10°C		
Capacitance	V_D = 0V(1)		600		pF

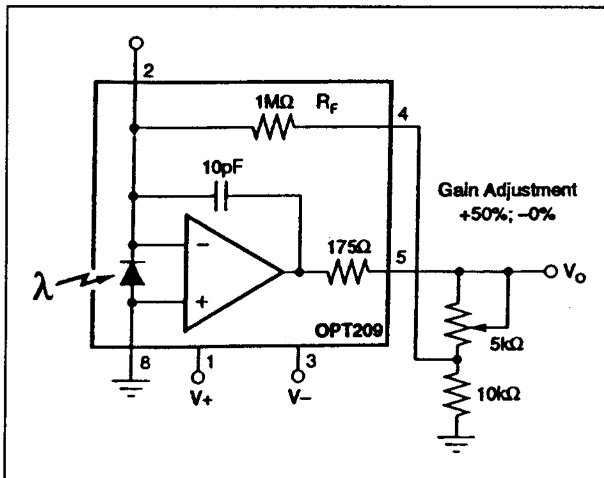
NOTE: (1) Voltage Across Photodiode.

T_A = +25°C, V_S = ±15V, unless otherwise noted.

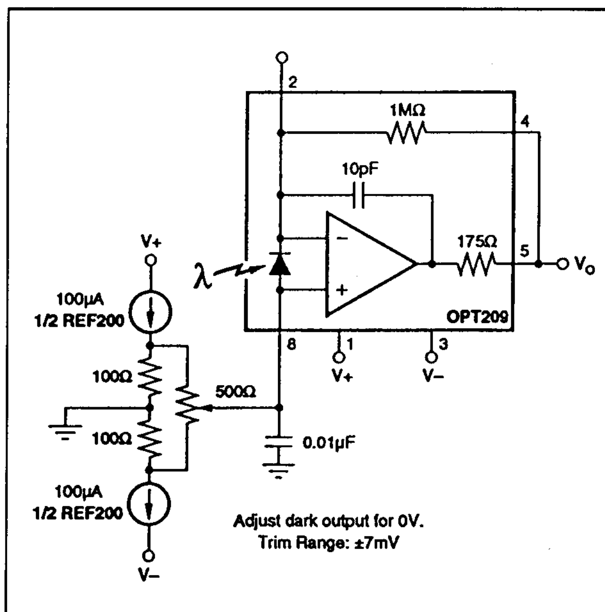
PARAMETER — Op Amp Section	CONDITIONS	OPT209 Op Amp MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT					
Offset Voltage			±0.5		mV
vs Temperature			±5		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10		µV/V
Input Bias Current			1		pA
vs Temperature			doubles every 10°C		
NOISE					
Input Voltage Noise					
Voltage Noise Density, f=10Hz			30		nV/√Hz
f=100Hz			25		nV/√Hz
f=1kHz			15		nV/√Hz
Current Noise Density, f=1kHz			0.8		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-mode Input Range			±14.4		V
Common-mode Rejection			106		dB
INPUT IMPEDANCE					
Differential			10^{12} || 3		Ω || pF
Common-mode			10^{12} || 3		Ω || pF
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop Voltage Gain			120		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Gain-Bandwidth Product			4		MHz
Slew Rate			6		V/µs
Settling Time 0.1%			4		µs
0.01%			5		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 1		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1.5		V
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_O = 0		±400	±500	µA

Tabel 19/10.2-8: Specificaties van respectievelijk de fotodiode en de operationele versterker (bij 650 nm) van de OPT 209.

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-25: Instelling van de versterking.



Figuur 19/10.2-26: Correctie van de donkerfout (offset).

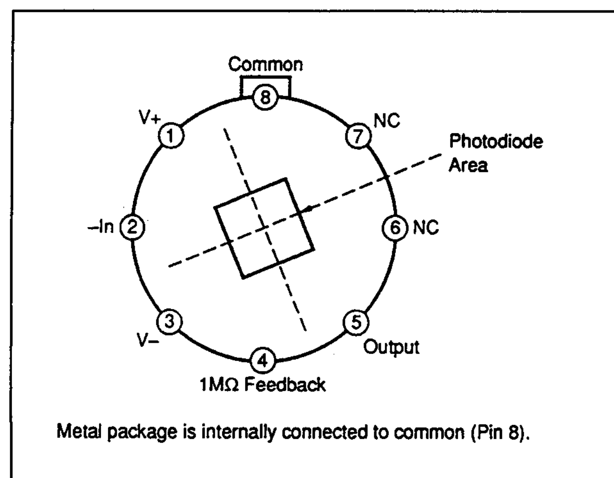
OPT 301

licht naar spanning omzetter

De OPT 301 is een opto-elektronische geïntegreerde schakeling voor industrieel gebruik die bestaat uit een fotodiode en een transimpedantie-versterker. De transimpedantie-versterker bestaat uit een precisie operationele versterker met FET-ingangen en een metaalfilm weerstand. De fotodiode heeft een werkzaam oppervlak van 5,23 mm² en deze werkt zonder bias-stroom, waardoor de uitgangsspanning recht evenredig is met de lichtintensiteit. De OPT 301 werkt op een dubbele voedingsspanning tussen +/-2,25 V en +/-18 V en is zeer geschikt voor medische en laboratorium apparatuur, fotografische analysatoren, rookdetectoren, enzovoorts. De OPT 301 wordt geleverd in een hermetisch gesloten metalen 8-pens TO-99 behuizing met een glazen venster.

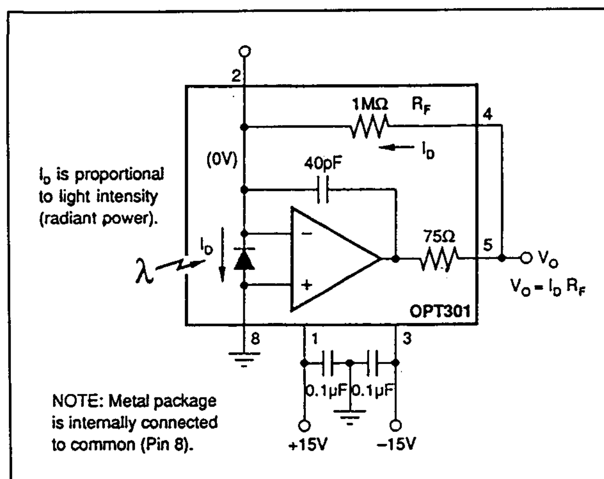
Technische gegevens

- licht naar spanning omzetter
- afmetingen fotodiode: 2,29 x 2,29 mm²
- geringe donker-(offset-)spanning: 2 mV max.
- dubbele voedingsspanning: +/-2,25 V tot +/-18 V
- gering stroomverbruik: 400 µA typ.
- gevoeligheid: 0,47 A/W (bij 650 nm)
- verbeterde IR-gevoeligheid
- bandbreedte: 4 kHz
- hermetisch gesloten 8-pens TO-99 behuizing (figuur 19/10.2-27)
- fabrikant: Burr-Brown

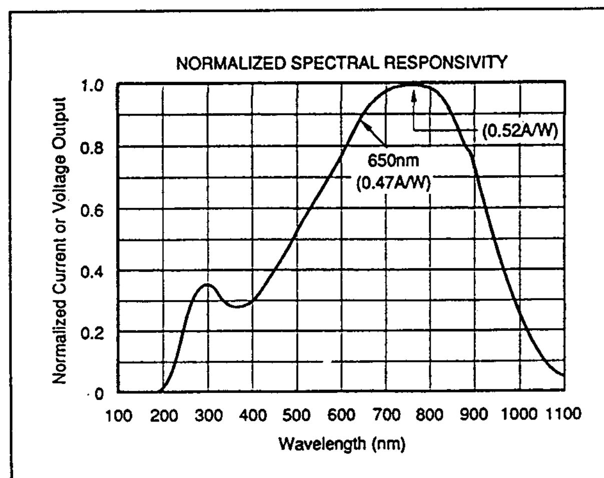


Figuur 19/10.2-27: Aansluitingen van de OPT 301.

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-28: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPT 301.



Figuur 19/10.2-29: Spectrale gevoeligheid van de OPT 301.

T_A = +25°C, V_S = ±15V, λ = 650nm, internal 1MΩ feedback resistor, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPT301M MIN	TYP	MAX	UNITS
RESPONSIVITY					
Photodiode Current	650nm		0.47		A/W
Voltage Output	650nm		0.47		V/µW
vs Temperature			200		ppm/°C
Unit-to-Unit Variation	650nm		±5		%
Nonlinearity(1)	FS Output = 10V		0.01		% of FS
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.2		mm²
DARK ERRORS, RTO(2)					
Offset Voltage, Output			±0.5	±2	mV
vs Temperature			±10		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10	100	µV/V
Voltage Noise	Measured BW = 0.1 to 100kHz		160		µVrms
RESISTOR—1MΩ Internal					
Resistance			1		MΩ
Tolerance			±0.5	±2	%
vs Temperature			50		ppm/°C
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth, Large or Small-Signal, −3dB			4		kHz
Rise Time, 10% to 90%			90		µs
Settling Time, 1%	FS to Dark		240		µs
0.1%	FS to Dark		350		µs
0.01%	FS to Dark		900		µs
Overload Recovery Time	100% overdrive, V_S = ±15V		240		µs
	100% overdrive, V_S = ±5V		500		µs
	100% overdrive, V_S = ±2.25V		1000		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 0.65		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1		V
Capacitive Load, Stable Operation			10		nF
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_D = 0		±0.4	±0.5	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification		−40		+85	°C
Operating/Storage		−55		+125	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			200		°C/W

Tabel 19/10.2-9: Specificaties van de gehele OPT 301 (bij 650 nm).

10.2 Licht naar spanning omzetters

T_A = +25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	Photodiode of OPT301			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
Photodiode Area	(0.090 x 0.090in)		0.008		in²
	(2.29 x 2.29mm)		5.1		mm²
Current Responsivity	650nm		0.47		A/W
Dark Current	V_D = 0V(1)		500		fA
vs Temperature			doubles every 10°C		
Capacitance	V_D = 0V(1)		4000		pF

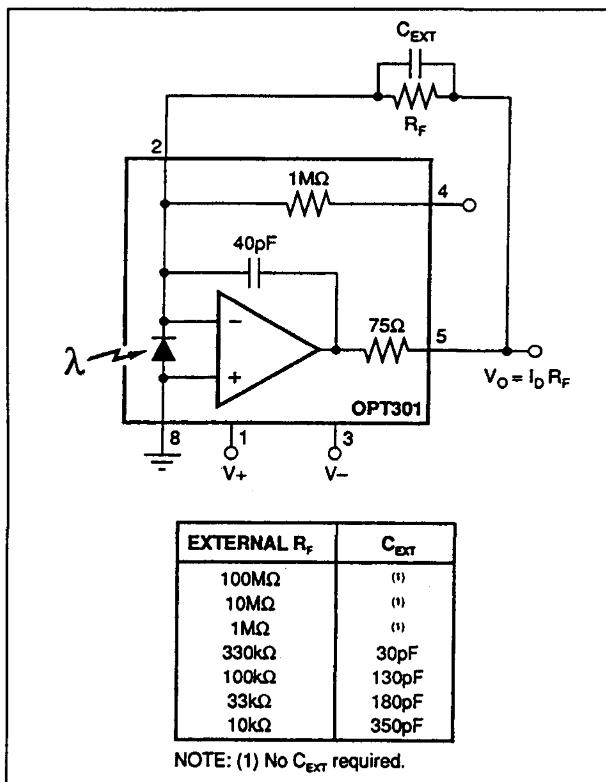
NOTE: (1) Voltage Across Photodiode.

T_A = +25°C, V_S = ±15V, unless otherwise noted.

PARAMETER Op Amp Section	CONDITIONS	OPT301 Op Amp			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
INPUT					
Offset Voltage			±0.5		mV
vs Temperature			±5		µV/°C
vs Power Supply	V_S = ±2.25V to ±18V		10		µV/V
Input Bias Current			1		pA
vs Temperature			doubles every 10°C		
NOISE					
Input Voltage Noise					
Voltage Noise Density, f=10Hz			30		nV/√Hz
f=100Hz			25		nV/√Hz
f=1kHz			15		nV/√Hz
Current Noise Density, f=1kHz			0.8		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-mode Input Range			±14.4		V
Common-mode Rejection			106		dB
INPUT IMPEDANCE					
Differential			10^{12}‖3		Ω‖pF
Common-mode			10^{12}‖3		Ω‖pF
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop Voltage Gain			120		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Gain-Bandwidth Product			380		kHz
Slew Rate			0.5		V/µs
Settling Time 0.1%			4		µs
0.01%			5		µs
OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V+) − 1.25	(V+) − 0.65		V
	R_L = 5kΩ	(V+) − 2	(V+) − 1		V
Short-Circuit Current			±18		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±2.25		±18	V
Quiescent Current	I_O = 0		±0.4	±0.5	mA

Tabel 19/10.2-10: **Specificaties van respectievelijk de fotodiode en de operationele versterker (bij 650 nm) van de OPT 301.**

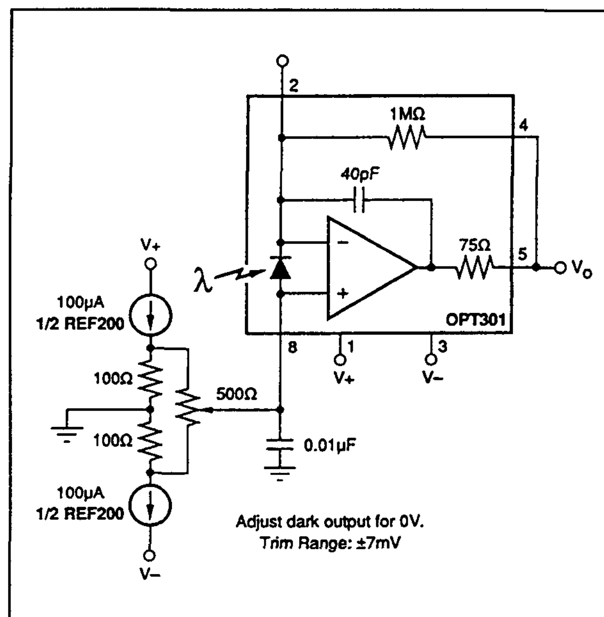
10.2 Licht naar spanning omzetters



EXTERNAL R_F	C_{EXT}
100MΩ	(1)
10MΩ	(1)
1MΩ	(1)
330kΩ	30pF
100kΩ	130pF
33kΩ	180pF
10kΩ	350pF

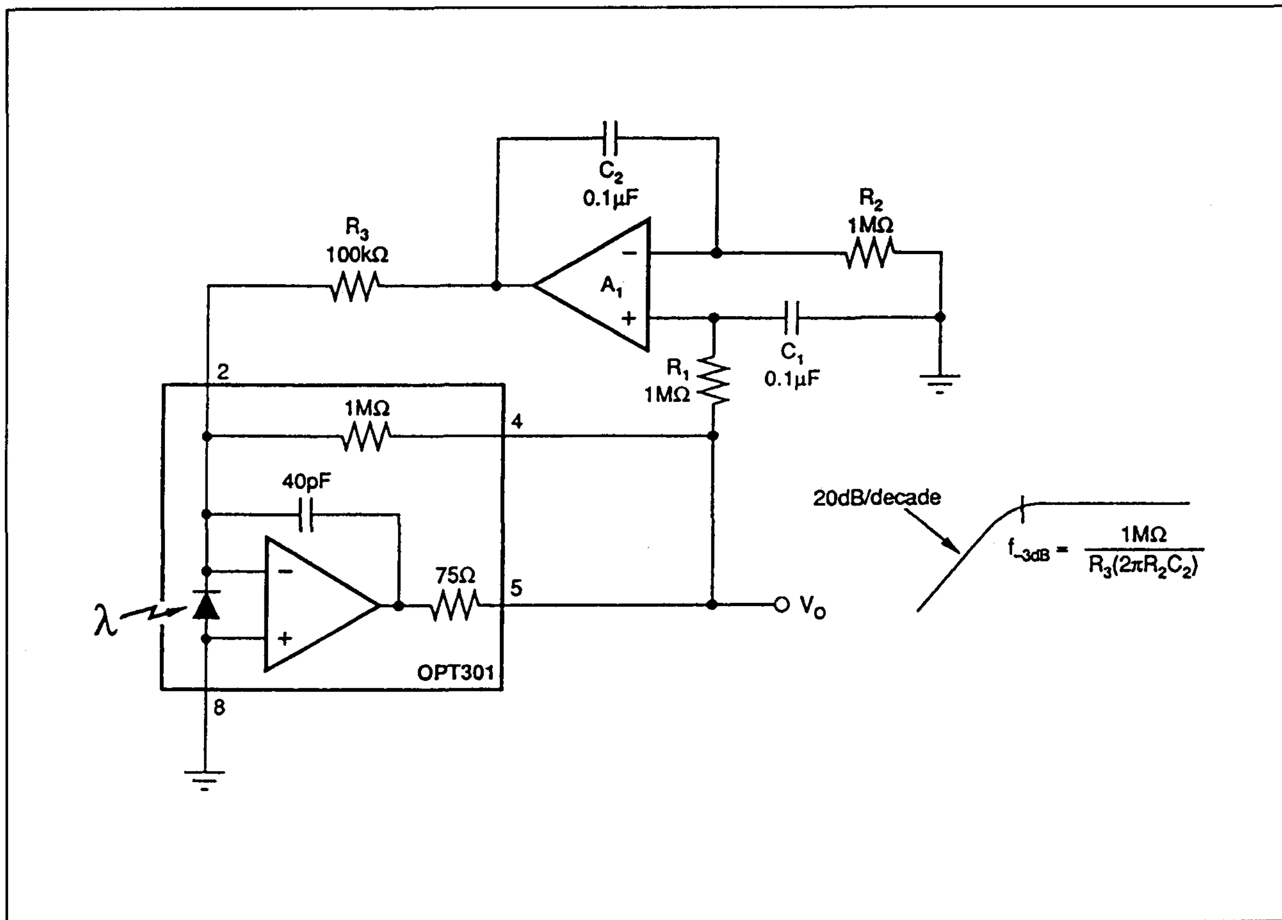
NOTE: (1) No C_{EXT} required.

Figuur 19/10.2-30: Instelling van de gevoeligheid met behulp van een externe weerstand.



Figuur 19/10.2-31: Correctie van de donkerfout (offset).

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-32: Compensatie voor continu aanwezig achtergrondlicht.

TSL 250, TSL 251, TSL 252

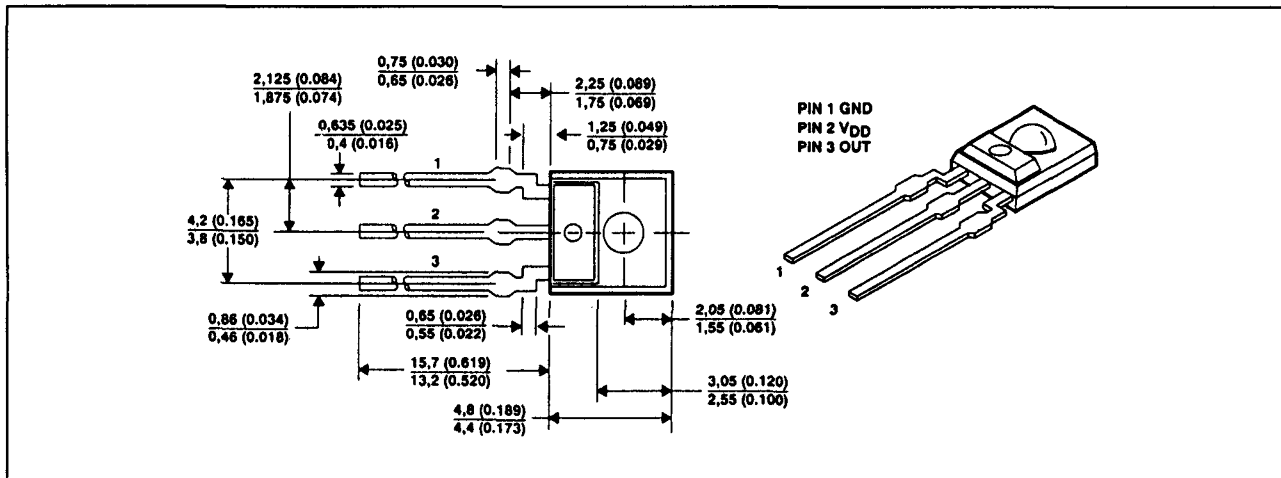
licht naar spanning omzetters

De TSL 250, TSL 251 en TSL 252 zijn optische sensoren die licht naar spanning converteren. Hierbij wordt (in één enkel monolithisch IC) gebruik gemaakt van een fotodiode en een transimpedantie-versterker. De uitgangsspanning is direkt proportioneel met de lichtintensiteit op de fotodiode. De drie sensoren hebben verschillende gevoeligheden die worden veroorzaakt door het verschil in diode-oppervlak en tegenkoppelweerstand van de versterker. De TSL 250 heeft een aktief oppervlak van 1,0 mm² en een tegenkoppelweerstand van 16 MΩ. Bij de TSL 251 zijn dit respectievelijk 0,5 mm² en 8 MΩ en bij de TSL 252 0,26 mm² en 2 MΩ. Deze schakelingen hebben een transparante kunststof behuizing met drie aansluitingen.

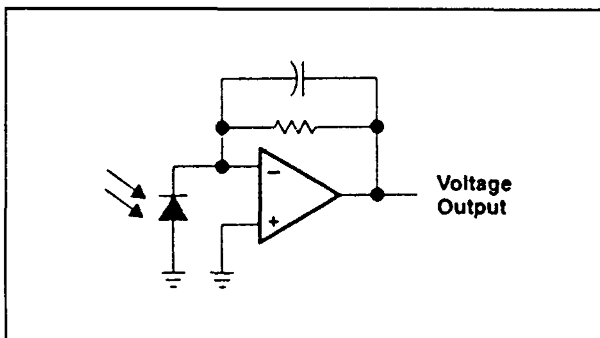
Technische gegevens

- licht naar spanning omzetter
- geringe donker-(offset-)spanning: 10 mV max.
- enkele voedingsspanning: 3 V tot 9 V
- gering stroomverbruik: 900 μA typ.
- meest geschikte golflengte: 880 nm
- advanced LinCMOS-technologie
- heldere 3-pens behuizing (figuur 19/10.2-33)
- fabrikant: Texas Instruments

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-33: Afmetingen van de behuizing en aansluitingen van de TSL 250, TSL 251 en TSL 252.



Figuur 19/10.2-34: Functioneel blokschema. De tegenkoppelweerstand is 16 MΩ bij de TSL 250, 8 MΩ bij de TSL 251 en 2 MΩ bij de TSL 252.

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1)	10 V
Output current, I_O	±10 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 2)	5 s
Operating free-air temperature range	−25°C to 85°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	240°C

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	3	5	9	V
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C

Tabel 19/10.2-11: Maximaal toegelaten waarden en aanbevolen bedrijfscondities.

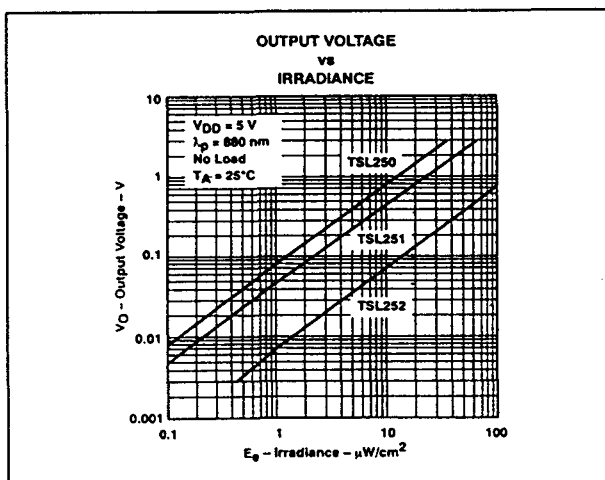
10.2 Licht naar spanning omzetters

electrical characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, λp = 880 nm, R_L = 10 kΩ, (unless otherwise noted)

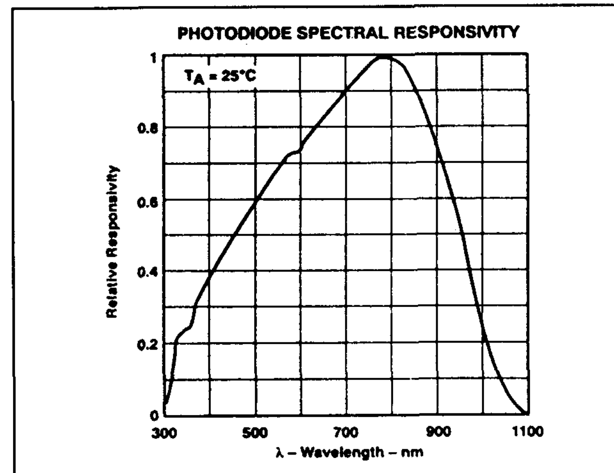
PARAMETER		TEST CONDITIONS	TSL250 MIN	TSL250 TYP	TSL250 MAX	TSL251 MIN	TSL251 TYP	TSL251 MAX	TSL252 MIN	TSL252 TYP	TSL252 MAX	UNIT
V_D	Dark voltage	E_e = 0		3	10		3	10		3	10	mV
V_{OM}	Maximum output	E_e = 2 mW/cm²	3.1	3.5		3.1	3.5		3.1	3.5		V
V_O	Output voltage	E_e = 25 μW/cm²	1	2	3							V
		E_e = 45 μW/cm²				1	2	3				
		E_e = 285 μW/cm²							1	2	3	
	Temperature coefficient of output voltage (V_O)	E_e = 25 μW/cm², T_A = 0°C to 70°C		±1								mV/°C
		E_e = 45 μW/cm², T_A = 0°C to 70°C					±1					
		E_e = 285 μW/cm², T_A = 0°C to 70°C								±1		
N_e	Irradiance responsivity	See Note 4		80			45			7		mV/(μW/cm²)
I_{DD}	Supply current	E_e = 25 μW/cm²		900	1600							μA
		E_e = 45 μW/cm²					900	1600				
		E_e = 285 μW/cm²								900	1600	

PARAMETER		TEST CONDITIONS	TSL250 MIN	TSL250 TYP	TSL250 MAX	TSL251 MIN	TSL251 TYP	TSL251 MAX	TSL252 MIN	TSL252 TYP	TSL252 MAX	UNIT
t_r	Output pulse rise time	V_{DD} = 5 V, λ_p = 880 nm		360			90			7		μs
t_f	Output pulse fall time	V_{DD} = 5 V, λ_p = 880 nm		360			90			7		μs
V_n	Output noise voltage	V_{DD} = 5 V, f = 20 Hz		0.6			0.5			0.4		μV/√Hz

Tabel 19/10.2-12: Gelijkspanningskenmerken en schakeltijden van de TSL 250, TSL 251 en TSL 252.

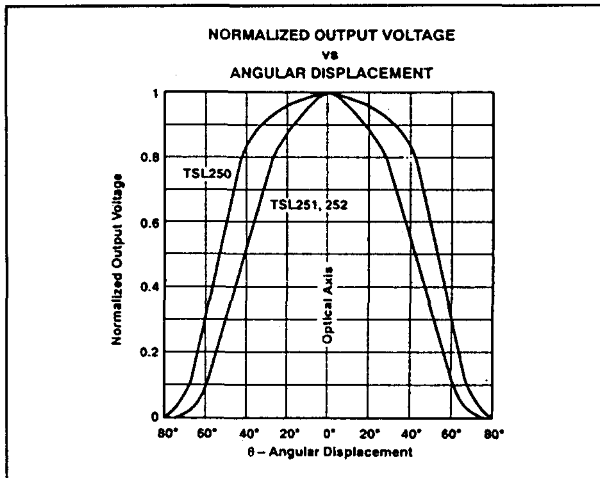


Figuur 19/10.2-35: Gevoeligheid (uitgangsspanning als functie van de belichting).



Figuur 19/10.2-36: Spectrale gevoeligheid van de TSL 250, TSL 251 en TSL 252.

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-37: Richtingsgevoeligheid (uitgangsspanning als functie van de bestralingshoek).

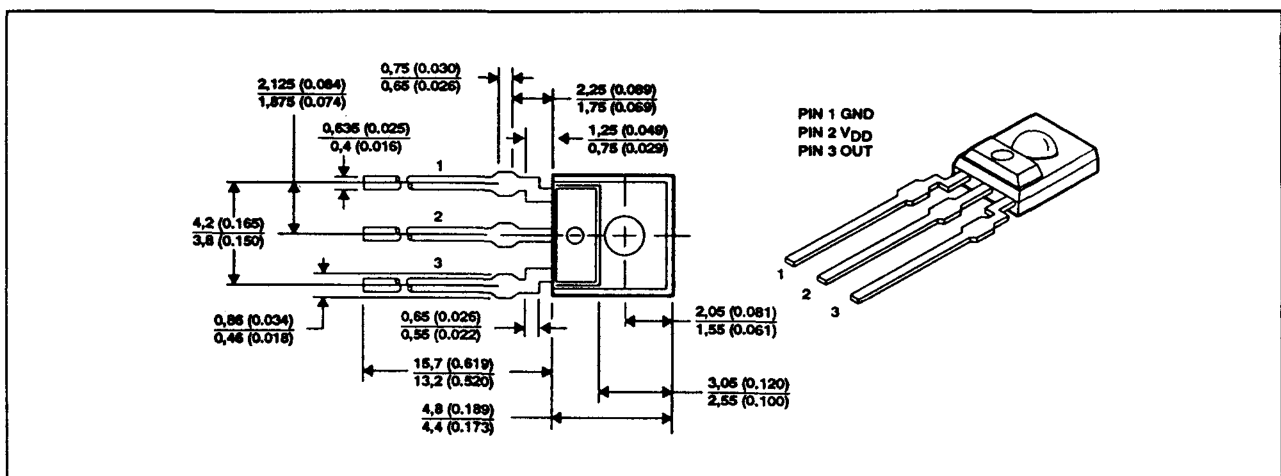
TSL 260, TSL 261, TSL 262

IR licht naar spanning omzetter

De TSL 260, TSL 261 en TSL 262 zijn sensoren die infrarood licht naar spanning converteren. De schakelingen zijn opgebouwd uit een fotodiode en een transimpedantieversterker (met tegenkoppelweerstanden van respectievelijk 16, 8 en 2 MΩ). De uitgangsspanning is recht evenredig met de lichtintensiteit op de fotodiode. De drie sensoren hebben verschillende gevoeligheden als gevolg van het verschil in diode-oppervlak en tegenkoppelweerstand van de versterker. De TSL 260 is de gevoeligste en heeft een aktief oppervlak van 1,0 mm^2; bij de TSL 261 is dit 0,5 mm^2 en bij de TSL 262 0,26 mm^2. Deze schakelingen hebben een zwarte, infrarood doorlatende kunststof behuizing met drie aansluitingen.

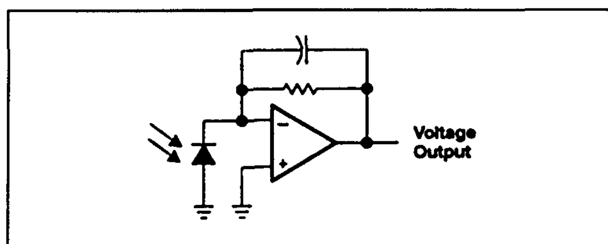
Technische eigenschappen

- licht naar spanning omzetter
- geringe donker-(offset-)spanning: 10 mV max.
- enkele voedingsspanning: 3 V tot 9 V
- gering stroomverbruik: 800 µA typ.
- meest geschikte golflengte: 940 nm
- advanced LinCMOS-technologie
- zwarte 3-pens behuizing (figuur 19/10.2-38)
- fabrikant: Texas Instruments



Figuur 19/10.2-38: Afmetingen van de behuizing en aansluitingen van de TSL 260, TSL 261 en TSL 262.

10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-39: Functioneel blokschema. De tegenkoppelweerstand is 16 MΩ bij de TSL 260, 8 MΩ bij de TSL 261 en 2 MΩ bij de TSL 262.

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1) .... 10 V
Output current, I_O .... ±10 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 2) .... 5 s
Operating free-air temperature range .... −25°C to 85°C
Storage temperature range .... −25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds .... 240°C

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	3	5	9	V
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C

Tabel 19/10.2-13: Maximaal toegelaten waarden en aanbevolen bedrijfscondities.

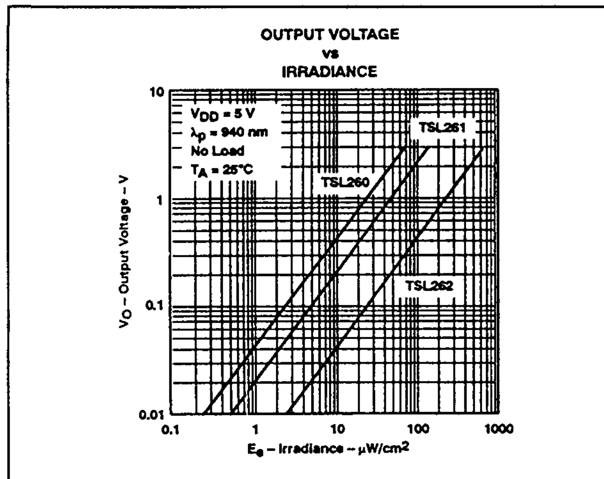
electrical characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, λp = 940 nm, R_L = 10 kΩ, (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	TSL260			TSL261			TSL262			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{DARK}	Dark voltage	E_e = 0		3	10		3	10		3	10	mV
V_{OM}	Maximum output	E_e = 2.6 mW/cm²	3.1	3.5		3.1	3.5		3.1	3.5		V
V_O	Output voltage	E_e = 48 µW/cm²	1	2	3							V
		E_e = 87 µW/cm²				1	2	3				
		E_e = 525 µW/cm²							1	2	3	
	Temperature coefficient of output voltage (V_O)	E_e = 48 µW/cm², T_A = 0°C to 70°C		±1								mV/°C
		E_e = 87 µW/cm², T_A = 0°C to 70°C					±1					
		E_e = 525 µW/cm², T_A = 0°C to 70°C								±1		
N_e	Irradiance responsivity	See Note 4		42			23			3.8		mV/(µW/cm²)
I_{DD}	Supply current	E_e = 48 µW/cm², No load		900	1600							µA
		E_e = 87 µW/cm², No load					900	1600				
		E_e = 525 µW/cm², No load								900	1600	

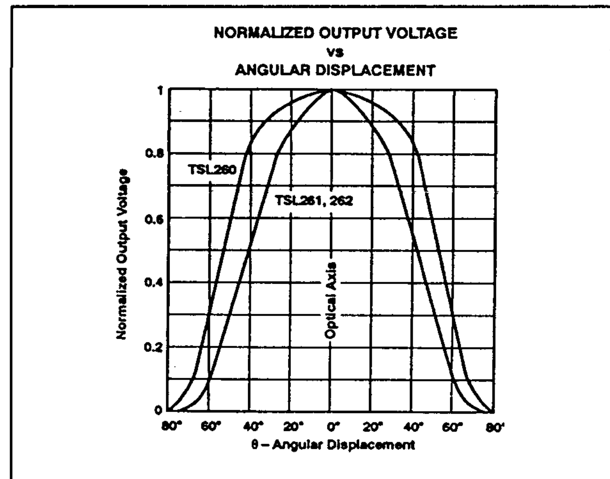
PARAMETER		TEST CONDITIONS	TSL260			TSL261			TSL262			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r	Output pulse rise time	V_{DD} = 5 V, λ_p = 940 nm		360			90			7		µs
t_f	Output pulse fall time	V_{DD} = 5 V, λ_p = 940 nm		360			90			7		µs
V_n	Output noise voltage	V_{DD} = 5 V, f = 20 Hz		0.6			0.5			0.4		µV/√Hz

Tabel 19/10.2-14: Gelijkspanningskenmerken en schakeltijden van de TSL 260, TSL 261 en TSL 262.

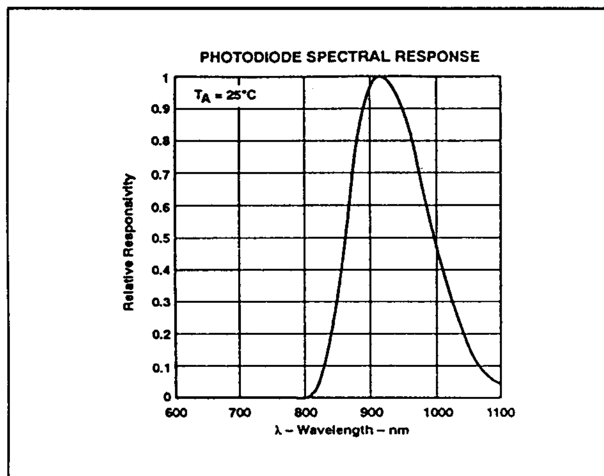
10.2 Licht naar spanning omzetters



Figuur 19/10.2-40: Gevoeligheid (uitgangsspanning als functie van de belichting).



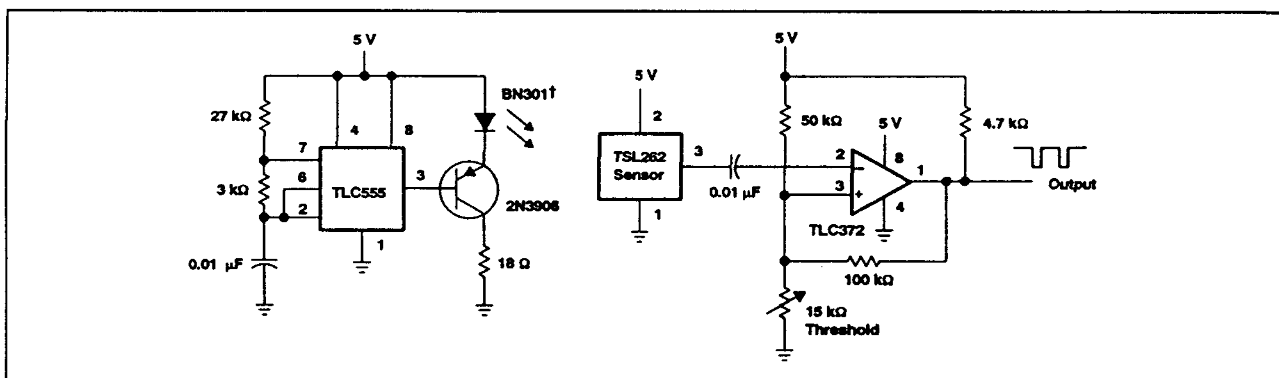
Figuur 19/10.2-42: Richtingsgevoeligheid (uitgangsspanning als functie van de bestralingshoek).



Figuur 19/10.2-41: Spectrale gevoeligheid van de TSL 260, TSL 261 en TSL 262.

Voorbeeldschakeling

- figuur 19/10.2-43:
  Laaggaande uitgangspulsen totdat de lichtstraal wordt onderbroken (bruikbaar tot circa 6 m). Deze opstelling is bijvoorbeeld geschikt voor het detecteren van voorwerpen, beveiligingssystemen en automatische deuren.



Figuur 19/10.2-43: Toepassingsvoorbeeld: pulserende optische detector.

10.2 Licht naar spanning omzetters

19/10.3

Licht naar frequentie omzetters

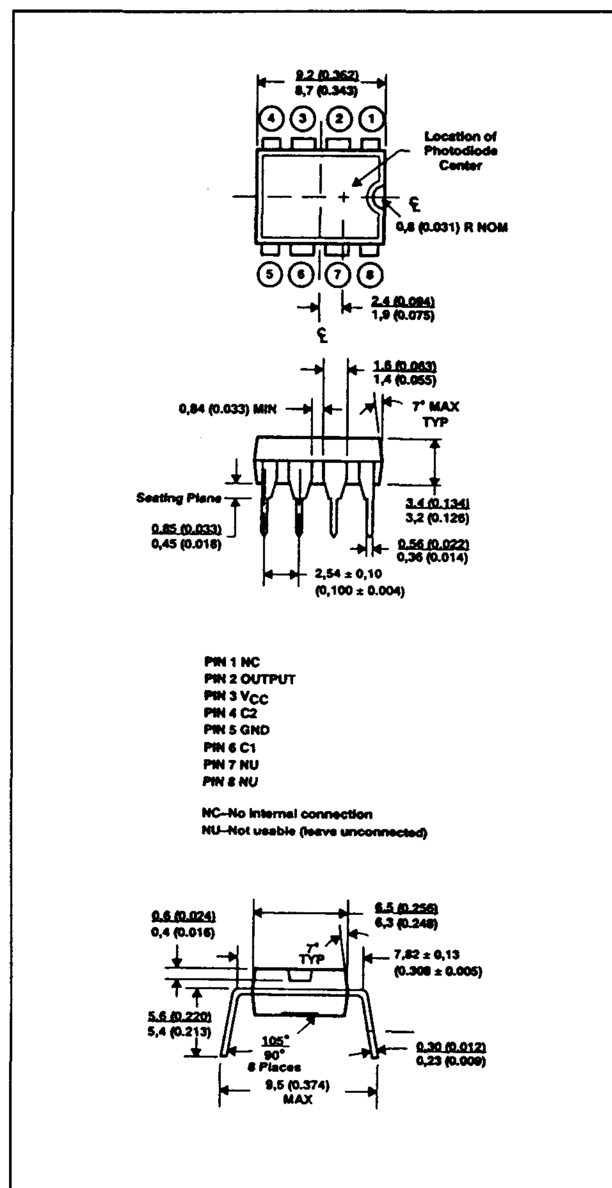
TSL 220

licht naar frequentie omzetter

De TSL 220 bestaat uit een fotodiode met een grote oppervlakte (4,13 mm²) en een stroom naar frequentie omzetter. Het uitgangssignaal van de schakeling is een pulstrein waarvan de frequentie recht evenredig is met de lichtintensiteit op de fotodiode. Het uitgangssignaal is CMOS-compatibel en de frequentie kan worden gemeten door de pulsen te tellen, door de periode te bepalen of met integrerende technieken. De TSL 220 is ideaal voor lichtmetingen die een groot dynamisch bereik, een grote gevoeligheid en een grote storingsongevoeligheid vereisen. Het bereik van de uitgangsfrequentie wordt bepaald door middel van een externe condensator, zodat de verlangde frequentie kan worden ingesteld op een bepaalde hoeveelheid licht. De TSL 220 is verkrijgbaar in een heldere 8-pens DIL-behuizing.

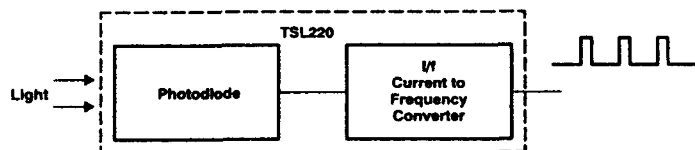
Technische gegevens

- licht naar frequentie omzetter
- groot dynamisch bereik: 118 dB
- enkele voedingsspanning: 5 V tot 10 V
- niet-lineariteit: minder dan 2 % volle schaal (C = 100 pF)
- gevoeligheid: detecteert veranderingen van 0,01 % van volle schaalbereik
- CMOS-microprocessor-compatibele uitgang
- transparante 8-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.3-1)
- fabrikant: Texas Instruments



Figuur 19/10.3-1: Afmetingen in mm (inch) en aansluitingen van de TSL 220.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-2: Functioneel blokschema van de TSL 220.

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	12 V
Operating free-air temperature, T_A	−25°C to 70°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.3-1: Maximaal toegelaten waarden.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC}	4	5	10	V
Output frequency, f_o (C ≤ 100 pF)			750	kHz
Operating free-air temperature range, T_A	−25		70	°C

electrical characteristics at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

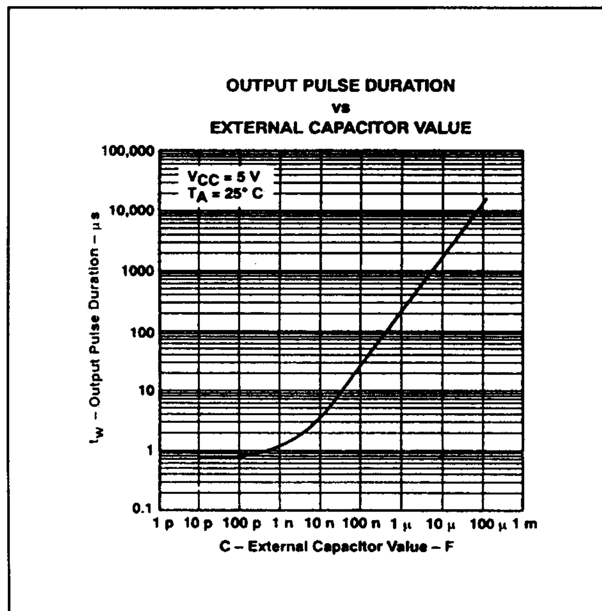
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OM}	Peak output voltage	R_L = 50 kΩ	3	4		V
I_{CC}	Supply current	C = 100 pF, E_e = 0		7.5	10	mA

operating characteristics at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

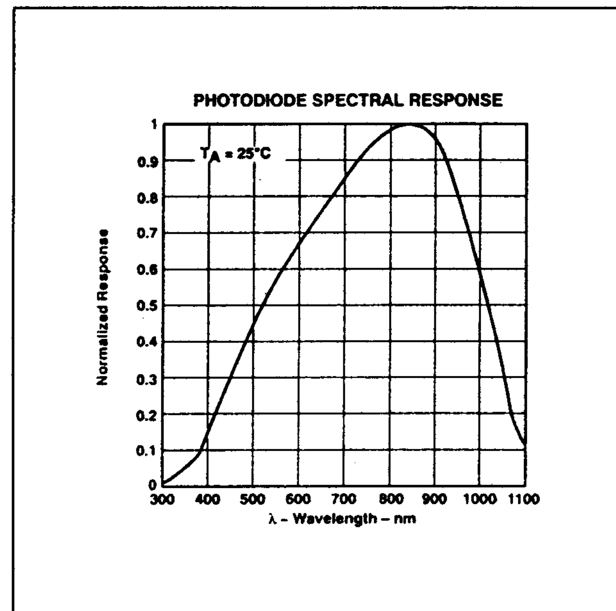
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
f_o	Output frequency	E_e = 125 μW/cm², λ = 880 nm, C = 100 pF	50	150	250	kHz
		E_e = 0, C = 100 pF	0	1	50	Hz
t_w	Output pulse duration	C = 470 pF		1		μs
t_r	Output pulse rise time	C = 100 pF		20		ns
t_f	Output pulse fall time	C = 100 pF		120		ns

Tabel 19/10.3-2: Aanbevolen bedrijfscondities, gelijkspanningskenmerken en schakeltijden van de TSL 220.

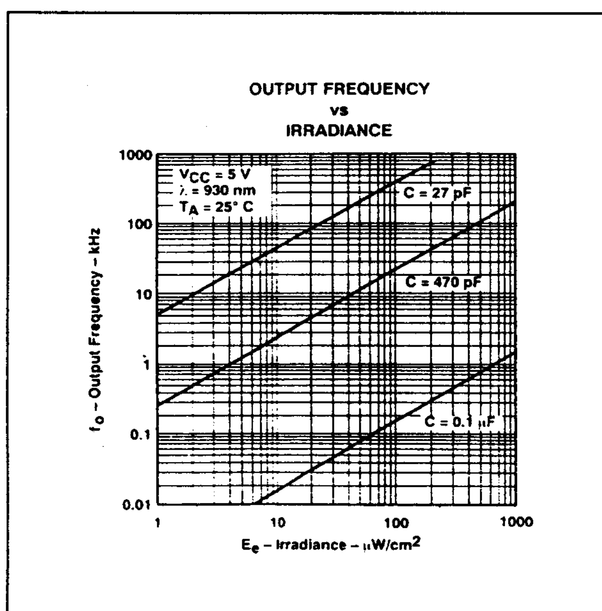
10.3 Licht naar frequentie omzetters



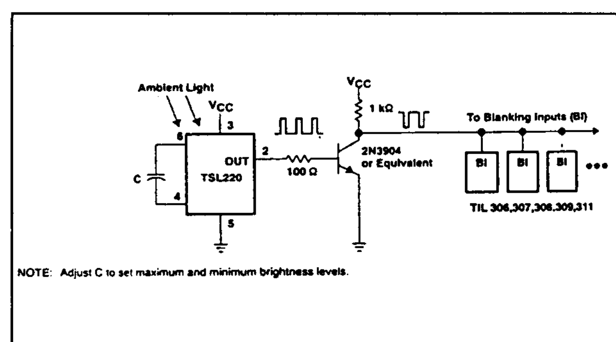
Figuur 19/10.3-3: Uitgangsfrequentie als functie van de externe condensatorwaarde.



Figuur 19/10.3-5: Spectrale gevoeligheid van de TSL 220.

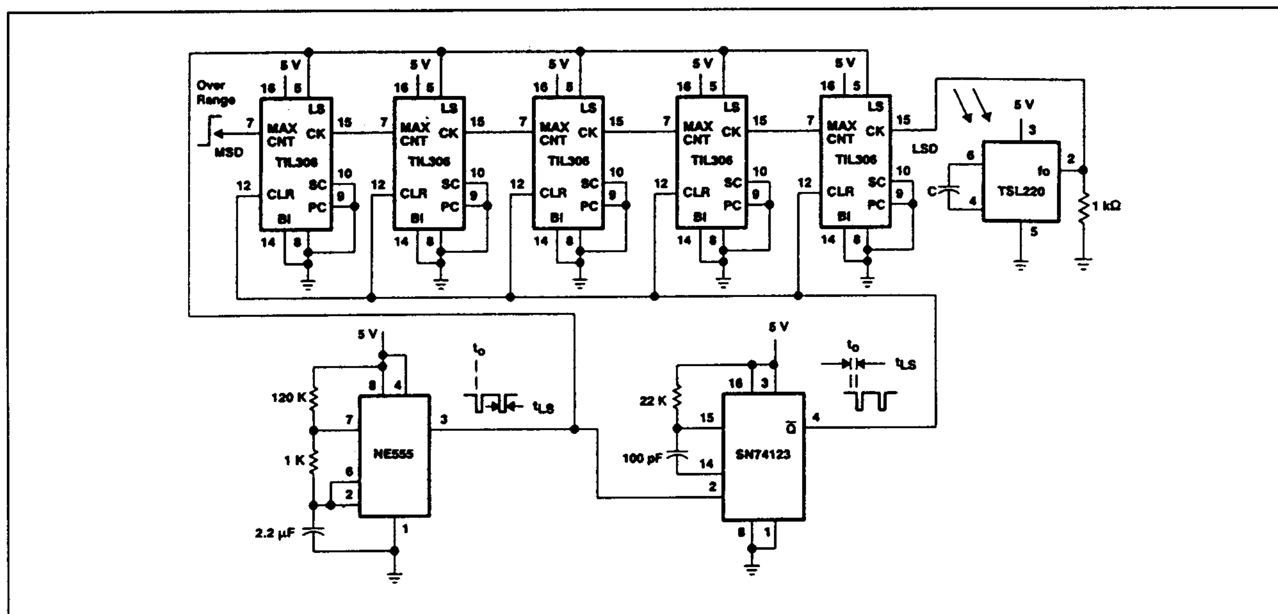


Figuur 19/10.3-4: Uitgangsfrequentie als functie van de lichtintensiteit.

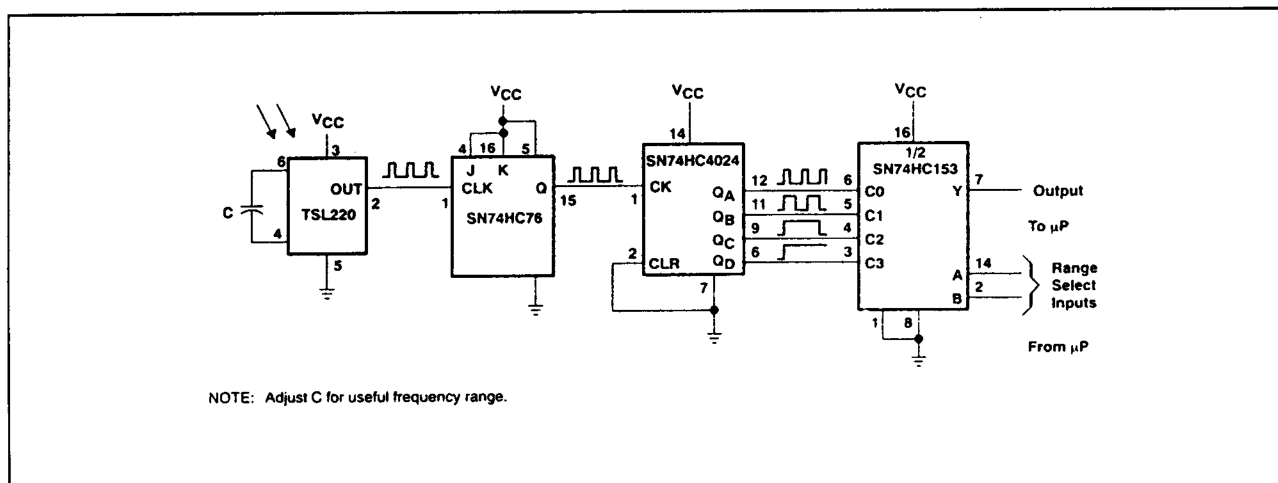


Figuur 19/10.3-6: Toepassingsvoorbeeld: automatisch dimmen van een display.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-7: Toepassing van een TSL 220: eenvoudige digitale lichtmeter.



Figuur 19/10.3-8: Toepassingsvoorbeeld: lichtdetector met microprocessor-interface (met mogelijkheid tot automatische bereik instelling).

TSL 230, TSL 230A, TSL 230B

licht naar frequentie omzetter

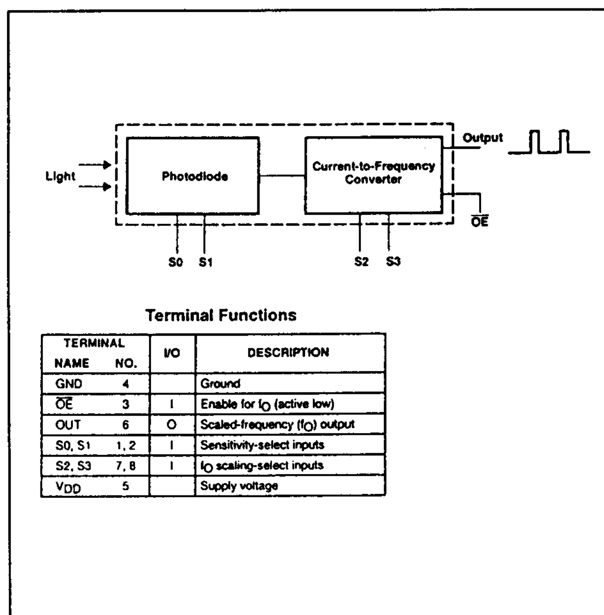
De TSL 230(-,A,B) is een optische sensor die licht naar frequentie converteert. Deze omzetter bevat een configureerbare fotodiode en een stroom naar frequentie omzetter op één enkele chip. De fotodiode is 1,36 mm^2 groot. Het uitgangssignaal van de schakeling is naar keuze een pulstrein of een vierkantsgolf (50 % duty cycle) waarvan de frequentie recht evenredig is met de lichtintensiteit. De gevoeligheid kan in drie bereiken worden ingesteld met de S0 en S1 signalen, terwijl de volle schaal uitgangsfrequentie met S2 en S3 op één uit vier preset-waarden kan worden ingesteld.

Alle ingangssignalen en het uitgangssignaal zijn TTL- en CMOS-compatibel, waardoor direkte communicatie met een microcontroller mogelijk is. De uitgang kan met het $\overline{OE}$-signaal in een hoog-impedante toestand worden gezet om aansluiting van meerdere

sensoren op dezelfde ingang van de microcontroller mogelijk te maken. De TSL 230 is verkrijgbaar met absolute uitgangsfrequentie toleranties van +/-5 % (TSL 230B), +/-10 % (TSL 230A) of +/-20 % (TSL 230). Alle versies zijn temperatuurgecompenseerd voor het ultraviolet naar zichtbaar lichtgebied van 300 nm tot 700 nm, terwijl ze kunnen werken bij temperaturen tussen -25 °C en 70 °C. De TSL 230, TSL 230A en TSL 230B zijn verpakt in een heldere 8-pens DIL-behuizing.

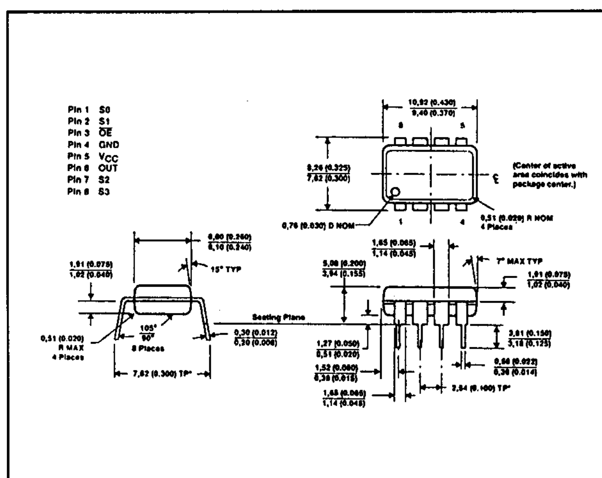
Technische gegevens

- licht naar frequentie omzetter
- enkele voedingsspanning: 2,7 V tot 6 V met power-down
- lineariteit: 0,2 % typ. bij 100 kHz
- frequentie-toleranties:
  TSL230: +/-20 %
  TSL230A: +/-10 %
  TSL230B: +/-5 %
- Advanced LinCMOS-technologie
- temperatuurscoëfficiënt: 100 ppm/°C
- TTL-, CMOS- en microcontroller-compatibel
- transparante 8-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.3-9)
- fabrikant: Texas Instruments



TERMINAL NAME	NO.	I/O	DESCRIPTION
GND	4		Ground
OE	3	I	Enable for f_O (active low)
OUT	6	O	Scaled-frequency (f_O) output
S0, S1	1, 2	I	Sensitivity-select inputs
S2, S3	7, 8	I	f_O scaling-select inputs
V_{DD}	5		Supply voltage

Figuur 19/10.3-10: Functioneel blokschema van de TSL 230, TSL 230A en TSL 230B.



Figuur 19/10.3-9: Afmetingen van de behuizing en aansluitingen van de TS L230(A,B).

S1	S0	SENSITIVITY
L	L	Power Down
L	H	1x
H	L	10x
H	H	100x

S3	S2	f_O SCALING (divide-by)
L	L	1
L	H	2
H	L	10
H	H	100

Figuur 19/10.3-11: Instelbare opties.

10.3 Licht naar frequentie omzetters

Supply voltage, V_{DD}	6.5 V
Input voltage range, all inputs, V_I	−0.3 V to V_{DD} + 0.3 V
Operating free-air temperature range, T_A	−25°C to 70°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}		2.7	5	6	V
High-level input voltage, V_{IH}	V_{DD} = 4.5 V to 5.5 V	2		V_{DD}	V
Low-level input voltage, V_{IL}	V_{DD} = 4.5 V to 5.5 V	0		0.8	V
Operating free-air temperature range, T_A		−25		70	°C

Tabel 19/10.3-3: Maximaal toegelaten waarden en aanbevolen bedrijfscondities.

electrical characteristics at T_A = 25°C, V_{DD} = 5 V (unless otherwise noted)

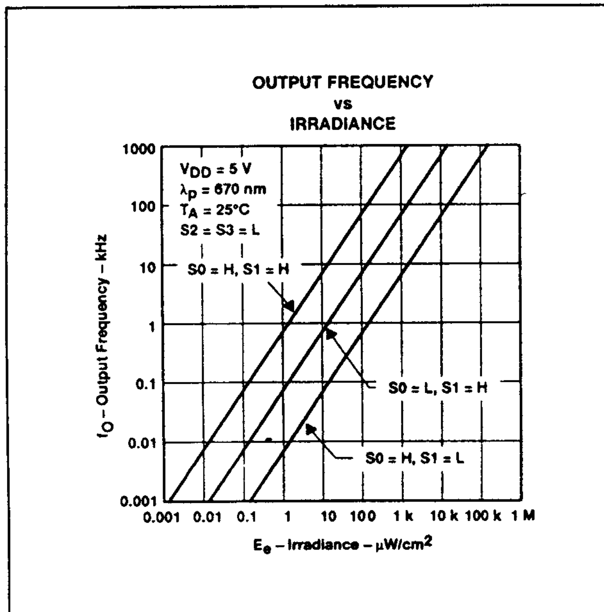
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OH}	High-level output voltage	I_{OH} = −4 mA	4	4.3		V
V_{OL}	Low-level output voltage	I_{OL} = 4 mA		0.17	0.26	V
I_{IH}	High-level input current				1	µA
I_{IL}	Low-level input current				1	µA
I_{DD}	Supply current	Power-on mode		2	3	mA
		Power-down mode			10	µA
	Full-scale frequency†		1.1			MHz
	Temperature coefficient of output frequency	$\lambda \le$ 700 nm, −25°C $\le T_A \le$ 70°C		±100		ppm/°C
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity	V_{DD} = 5 V ±10%		0.5		%/V

operating characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C

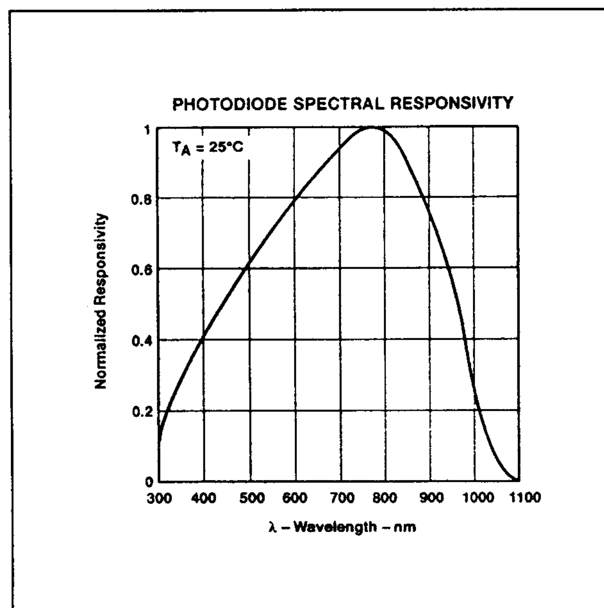
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TSL230			TSL230A			TSL230B			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f_O Output frequency	S0 = H, S1 = S2 = S3 = L, E_e = 130 mW/cm², λ_p = 670 nm	0.8	1	1.2	0.9	1	1.1	0.95	1	1.05	MHz
	E_e = 0, S0 = H, S1 = S2 = S3 = L		0.1	10		0.1	10		0.1	10	Hz
	S1 = H, S0 = S2 = S3 = L, E_e = 13 mW/cm², λ_p = 670 nm	0.8	1	1.2	0.9	1	1.1	0.95	1	1.05	MHz
	E_e = 0 S1 = H, S0 = S2 = S3 = L		0.13	10		0.13	10		0.13	10	Hz
	S0 = S1 = H, S2 = S3 = L, E_e = 1.3 mW/cm², λ_p = 670 nm	0.8	1	1.2	0.9	1	1.1	0.95	1	1.05	MHz
	E_e = 0, S0 = S1 = H, S2 = S3 = L		0.5	10		0.5	10		0.5	10	Hz
t_w Output pulse duration	S2 = S3 = L	125		550	125		550	125		550	ns
	S2 or S3 = H		$1/2f_O$			$1/2f_O$			$1/2f_O$		s
Nonlinearity‡	f_O = 0 MHz to 10 kHz		±0.1%			±0.1%			±0.1%		%F.S.
	f_O = 0 MHz to 100 kHz		±0.2%			±0.2%			±0.2%		%F.S.
	f_O = 0 MHz to 1 MHz		±0.5%			±0.5%			±0.5%		%F.S.
Recovery from power down				100			100			100	µs
Step response to full-scale step input		1 pulse of new frequency plus 1 µs									
Response time to programming change		2 periods of new principal frequency plus 1 µs§									
Response time to output enable ($\overline{OE}$)			50	150		50	150		50	150	ns

Tabel 19/10.3-4: Gelijkspanningskenmerken en timing van de TSL 230, TSL 230A en TSL 230B.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-12: Uitgangsfrequentie als functie van de lichtintensiteit.



Figuur 19/10.3-13: Spectrale gevoeligheid van de TSL 230(A,B).

TSL 235

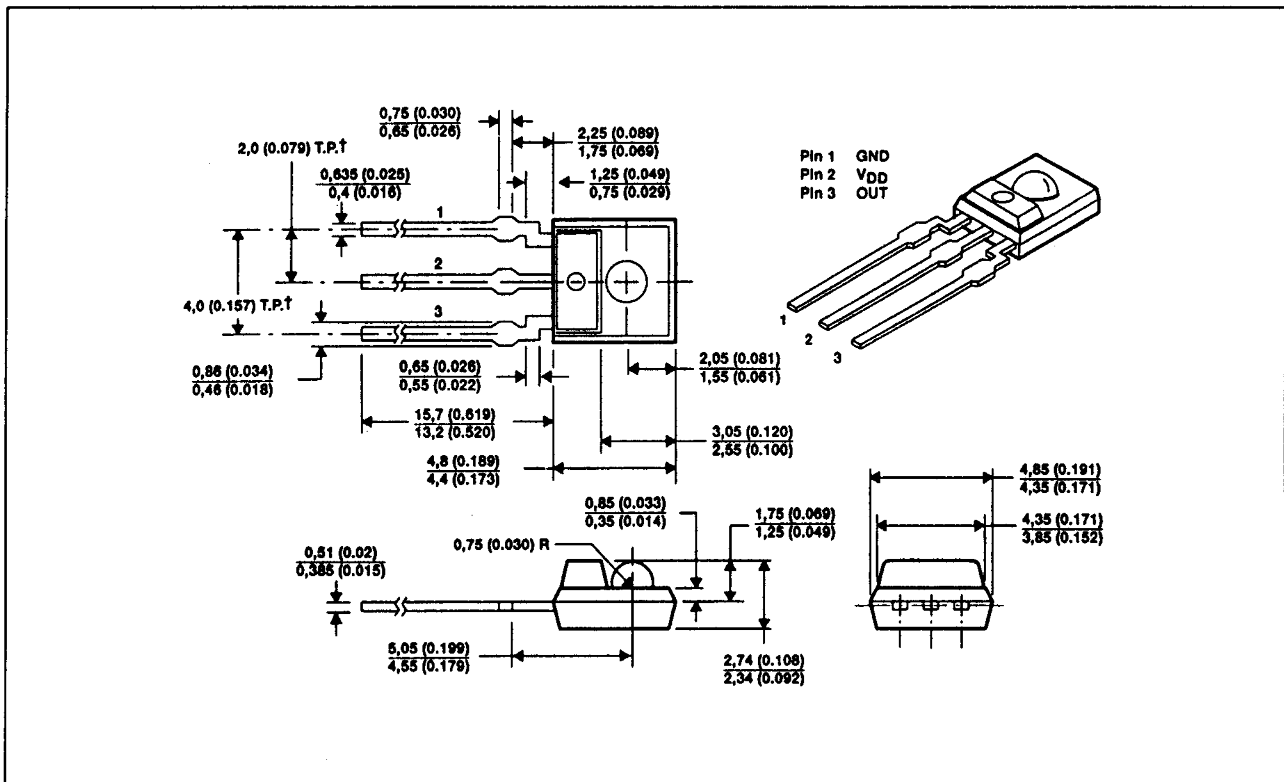
licht naar frequentie omzetter

De TSL 235 bestaat uit een fotodiode met een oppervlakte van 1,36 mm² en een stroom naar frequentie omzetter op één monolithische CMOS-chip. Het uitgangssignaal is een vierkantsgolf (50 % duty cycle) waarvan de frequentie recht evenredig is met de lichtintensiteit op de fotodiode. Aangezien het uitgangssignaal TTL-compatibel is, kan dit direkt op een microcontroller of andere logika worden aangesloten. De TSL 235 is temperatuurgecompenseerd voor het gebied van ultraviolet naar zichtbaar licht tussen 300 nm en 700 nm en is bruikbaar bij temperaturen tussen -25 °C en 70 °C.
De TSL 235 is verpakt in een doorzichtige 3-pens behuizing.

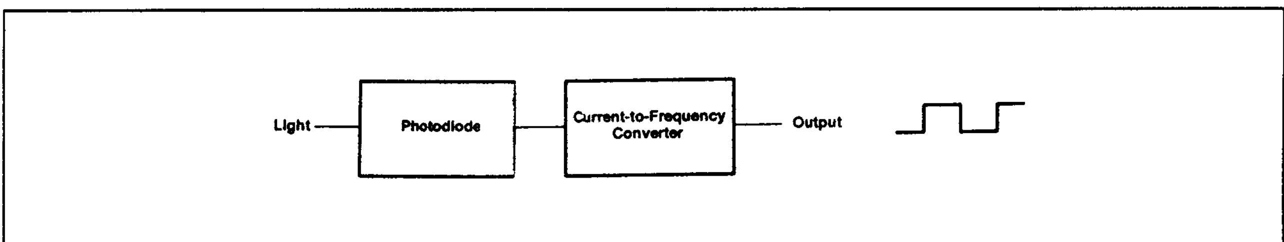
Technische gegevens

- licht naar frequentie omzetter
- enkele voedingsspanning: 2,7 V tot 6 V
- lineariteit: 0,2 % typ. bij 100 kHz
- Advanced LinCMOS-technologie
- temperatuurscoëfficiënt: 100 ppm/°C
- TTL- en microcontroller-compatibel
- transparante 3-pens behuizing (figuur 19/10.3-14)
- fabrikant: Texas Instruments

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-14: Afmetingen in mm (inch) en aansluitingen van de TSL 235.



Figuur 19/10.3-15: Functioneel blokschema van de TSL 235.

Supply voltage, V_{DD}	6.5 V
Operating free-air temperature range, T_A	−25°C to 70°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.3-5: Maximaal toegelaten waarden.

10.3 Licht naar frequentie omzetters

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	2.7	5	6	V
Operating free-air temperature range, T_A	−25		70	°C

electrical characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

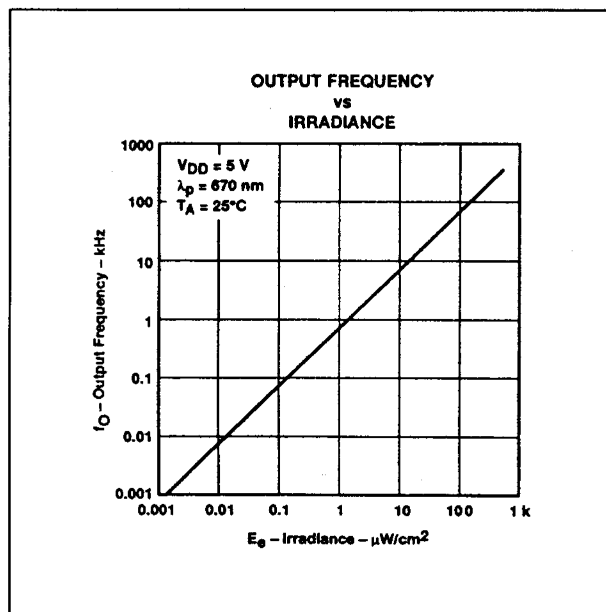
	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OH}	High-level output voltage	I_{OH} = −4 mA	4	4.3		V
V_{OL}	Low-level output voltage	I_{OL} = 4 mA		0.17	0.26	V
I_{DD}	Supply current			2	3	mA
	Full-scale frequency‡		500			kHz
	Temperature coefficient of output frequency	$\lambda \le 700$ nm, $-25°C \le T_A \le 70°C$		±100		ppm/°C
k_{SVS}	Supply-voltage sensitivity	V_{DD} = 5 V ±10%		0.5		%/V

operating characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C

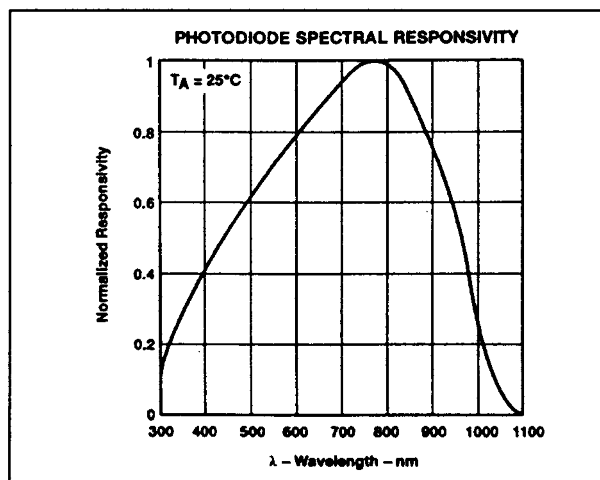
	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
f_O	Output frequency	E_e = 375 µW/cm², λ_p = 670 nm	200	250	300	kHz
		E_e = 0		0.25	10	Hz
	Nonlinearity§	f_O = 0 kHz to 10 kHz		±0.1%		%F.S.
		f_O = 0 kHz to 100 kHz		±0.2%		%F.S.
	Step response to full-scale step input			1 pulse of new frequency plus 1 µs		

‡ Full-scale frequency is the maximum operating frequency of the device without saturation.
§ Nonlinearity is defined as the deviation of f_O from a straight line between zero and full scale, expressed as a percent of full scale.

Tabel 19/10.3-6: Aanbevolen bedrijfscondities, gelijkspanningskenmerken en schakeltijden van de TSL 235.

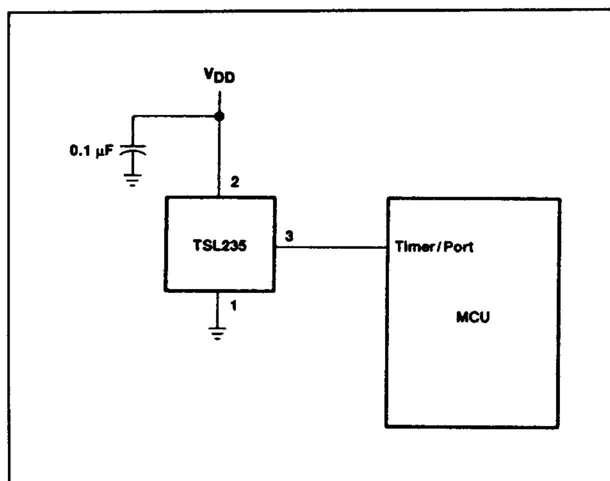


Figuur 19/10.3-16: Uitgangsfrequentie als functie van de lichtintensiteit.



Figuur 19/10.3-17: Spectrale gevoeligheid van de TSL 235.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-18: Toepassingsvoorbeeld: eenvoudige aansluiting op een microcontroller.

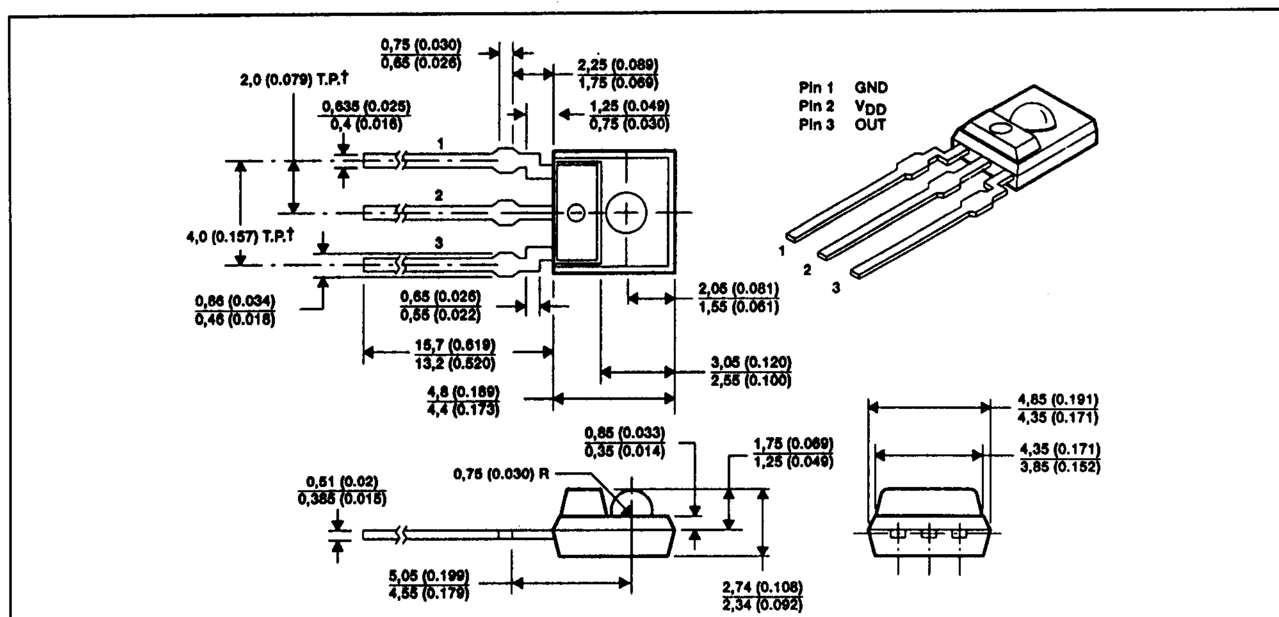
TSL 245

IR licht naar frequentie omzetter

De TSL 245 is een infrarood licht naar frequentie omzetter die bestaat uit een fotodiode (1,36 mm^2) en een stroom naar frequentie omzetter op een monolithische CMOS-chip.

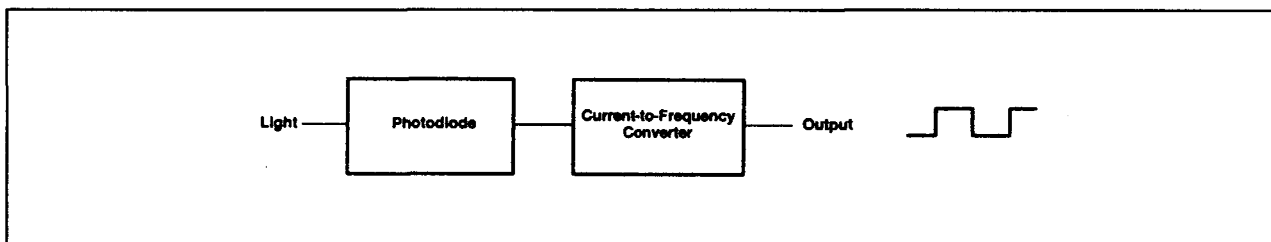
Het uitgangssignaal is een vierkantsgolf (50 % duty cycle) met een frequentie die recht evenredig is met de lichtintensiteit. Het uitgangssignaal is TTL- en CMOS-compatibel, waardoor het direkt op een microcontroller of logika kan worden aangesloten. De TSL 245 werkt in het infrarode lichtgebied tussen 800 nm en 1100 nm en bij temperaturen tussen -25 °C en 70 °C. De TSL 245 bevindt zich in een zwarte, infrarood-doorlatende behuizing.

Technische gegevens
- infrarood licht naar frequentie omzetter
- integraal zichtbaar licht sperrend filter
- enkele voedingsspanning: 2,7 V tot 6 V
- lineariteit: 0,2 % typ. bij 100 kHz
- Advanced LinCMOS-technologie
- geen externe componenten nodig
- TTL-, CMOS- en microcontroller-compatibel
- zwarte 3-pens behuizing (figuur 19/10.3-19)
- fabrikant: Texas Instruments



Figuur 19/10.3-19: Afmetingen in mm (inch) en aansluitingen van de TSL 245.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-20: Functioneel blokschema van de TSL 245.

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1) .... 6.5 V
Operating free-air temperature range, T_A .... −25°C to 70°C
Storage temperature range, T_{stg} .... −25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds .... 260°C

Tabel 19/10.3-7: Maximaal toegelaten waarden.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	2.7	5	6	V
Operating free-air temperature range, T_A	−25		70	°C

electrical characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OH}	High-level output voltage	I_{OH} = −4 mA	4	4.3		V
V_{OL}	Low-level output voltage	I_{OL} = 4 mA		0.17	0.26	V
I_{DD}	Supply current			2	3	mA
	Full-scale frequency‡		500			kHz
k_{SVS}	Supply-voltage sensitivity	V_{DD} = 5 V ±10%		0.5		%/V

‡ Full-scale frequency is the maximum operating frequency of the device without saturation.

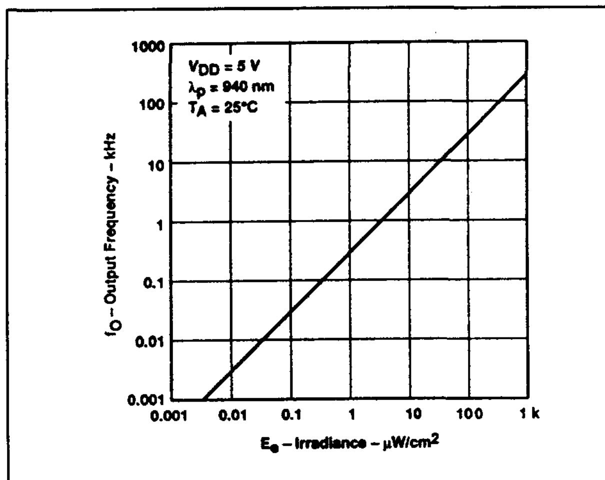
operating characteristics at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
f_O	Output frequency	E_e = 920 μW/cm², λ_p = 940 nm	200	250	300	kHz
		E_e = 0		0.25	10	Hz
	Nonlinearity§	f_O = 0 kHz to 10 kHz		±0.1%		%F.S.
		f_O = 0 kHz to 100 kHz		±0.2%		%F.S.
	Step response to full-scale step input			1 pulse of new frequency plus 1 μs		

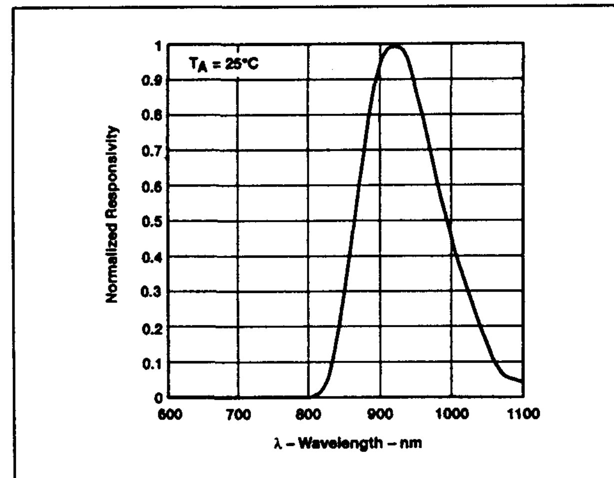
‡ Full-scale frequency is the maximum operating frequency of the device without saturation.
§ Nonlinearity is defined as the deviation of f_O from a straight line between zero and full scale, expressed as a percent of full scale.

Tabel 19/10.3-8: Aanbevolen bedrijfscondities, gelijkspanningskenmerken en schakeltijden van de TSL 245.

10.3 Licht naar frequentie omzetters



Figuur 19/10.3-21: Uitgangsfrequentie als functie van de lichtintensiteit.



Figuur 19/10.3-22: Spectrale gevoeligheid van de TSL 245.

19/10.4

Geïntegreerde beeldsensoren

OPA 256C-1

256 bit self-scanning lijnsensor

De OPA 256C-1 is een 256 bit, eendimensionaal diode-array, opgebouwd uit PN-junctie fotodioden en CCD's (charge coupled devices). Door gebruik te maken van een 2-fase clock-puls, transfer-puls en reset-puls kan de OPA 256C-1 de hoeveelheid opvallend licht meten door de ladingen te verschuiven. De OPA 256C-1 kan worden gebruikt voor industriële regelingen, patroonherkenning en de detectie van voorwerpen en is verkrijgbaar in een 18-pens DIL-behuizing met een transparant venster.

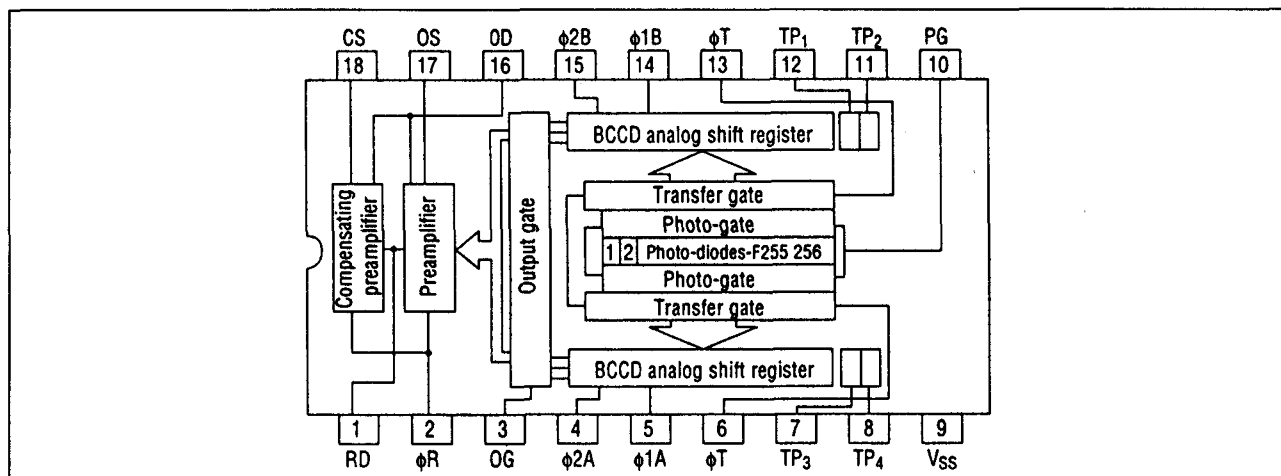
Technische gegevens

- zelfaftastende licht lijnsensor
- CCD voor grote gevoeligheid
- nuttig effect van CCD transmissie: meer dan 99,995 %
- PN-junctie fotodioden voor goede blauwgevoeligheid
- onderlinge afstand fotodioden: 13 μm
- high-speed scanning
- lage voedingsspanningen
- interne uitgangsversterker en compensatieversterker
- 18-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.4-1)
- fabrikant: OKI

Timing

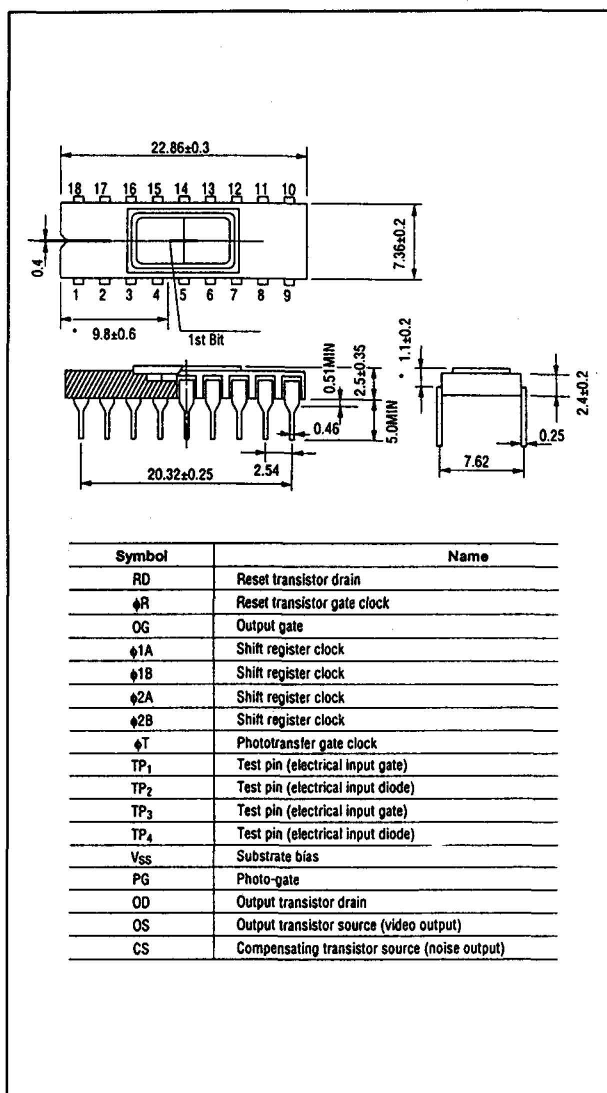
De timing van de OPA 256C-1 is samengevat in figuur 19/10.4-6:

- *1: timing van de schuifregister-clock;
- *2: overlap-tijd van de schuifregister-clocksignalen;
- *3: timing van de "blank-tijd";
- *4: timing van de overdracht van de lichtinformatie;
- *5: timing en golfvormen bij het resetten van de OPA 256C-1 en OPA 2048CA.



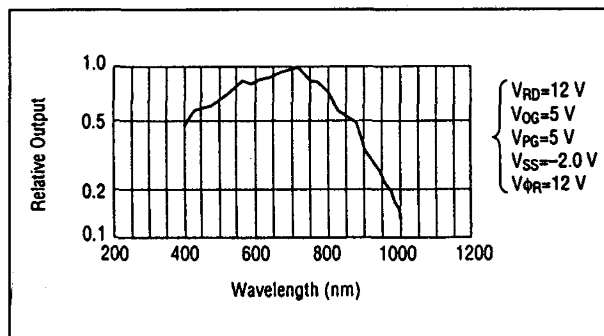
Figuur 19/10.4-1: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPA 256C-1.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

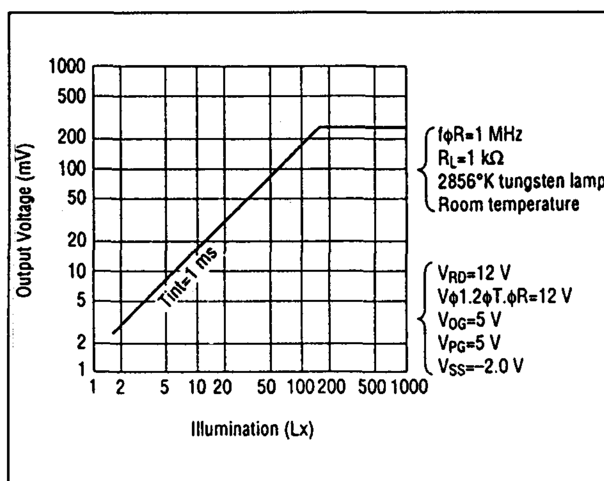


Symbol	Name
RD	Reset transistor drain
ϕR	Reset transistor gate clock
OG	Output gate
ϕ1A	Shift register clock
ϕ1B	Shift register clock
ϕ2A	Shift register clock
ϕ2B	Shift register clock
ϕT	Phototransfer gate clock
TP_1	Test pin (electrical input gate)
TP_2	Test pin (electrical input diode)
TP_3	Test pin (electrical input gate)
TP_4	Test pin (electrical input diode)
V_{SS}	Substrate bias
PG	Photo-gate
OD	Output transistor drain
OS	Output transistor source (video output)
CS	Compensating transistor source (noise output)

Figuur 19/10.4-2: Afmetingen in mm en functies van de signalen van de OPA 256C-1.



Figuur 19/10.4-3: Spectrale gevoeligheid van de OPA 256C-1.



Figuur 19/10.4-4: Uitgangsspanning als functie van de verlichting (Lux).

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit
Storage Temperature	T_{stg}	-40	+125	°C
Operating Temperature	T_{op}	-20	+85	°C
Clock Voltage	Vϕ	-0.3	+18	V
Applied Voltage	V_{DD}	-0.3	+18	V

Tabel 19/10.4-1: Maximaal toelaatbare waarden van de OPA 256C-1 en OPA 2048CA.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter			Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Reset Drain Voltage			V_{DD} / V_{OD}	11.4	12	12.6	V
Output Transistor Drain Voltage			V_{DD} / V_{RD}	11.4	12	12.6	V
Output Gate Voltage			V_{OG}	4.75	5	5.25	V
Photo Gate Voltage			V_{PG}	4.75	5	5.25	V
Substrate Bias			V_{SS}	−1.5	−2.0	−2.5	V
Electrical Input Diode Voltage ($TP_{2,4}$)			V_{IS}	11.4	12	12.6	V
Electrical Input Gate Voltage ($TP_{1,3}$)			V_{IG}	−0.1	0	0.2	V
Clock Pulse Voltage	CCD register	"H"	$V\phi^{AB}_{1,2}H$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
		"L"	$V\phi^{AB}_{1,2}L$	0	0.4	0.8	V
	Photo-transfer	"H"	$V\phi^{AB}_{1,2}$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
		"L"	$V\phi TL$	0	0.4	0.8	V
	Reset	"H"	$V\phi RH$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
		"L"	$V\phi RL$	0	0.4	0.8	V
Video Frequency			f_V	0.1	—	4	MHz
Clock Input Capacitance	CCD register		$C\phi^{AB}_{1,2}$	—	80	—	pF
	Photo-transfer		$C\phi_T$	—	10	—	pF
	Reset		$C\phi_R$	—	4	—	pF
Power Consumption			P_D	—	80	—	mW
Output Load Resistance			R_L	—	1	—	kΩ

Tabel 19/10.4-2: Elektrische kenmerken van de OPA 256C-1.

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Note
Sensitivity	R_W	—	1500	—	mV/Lux • sec	*1
Saturation Output Voltage	Vsat	180	250	—	mV	*2
Output Uniformity <*007*> (Overall)	U	—	—	±7	%	*3
Output DC Level	Vdc	—	4.0	—	V	—
Dark Output Voltage	Vd	—	—	4	mV	*4

*1 2856°K tungsten lamp

*2 V_{RD}, V_{DD}=12 V, V_{SS}=2.0 V, R_L=1 kΩ

*3 When it is 50 percent of the saturation output (2856°K tungsten lamp.)
However, this excludes the 1st, 2nd 255th, and 256th bits

*4 Storage time is assumed to be 10 ms.

Tabel 19/10.4-3: Foto-elektrische eigenschappen van de OPA 256C-1.

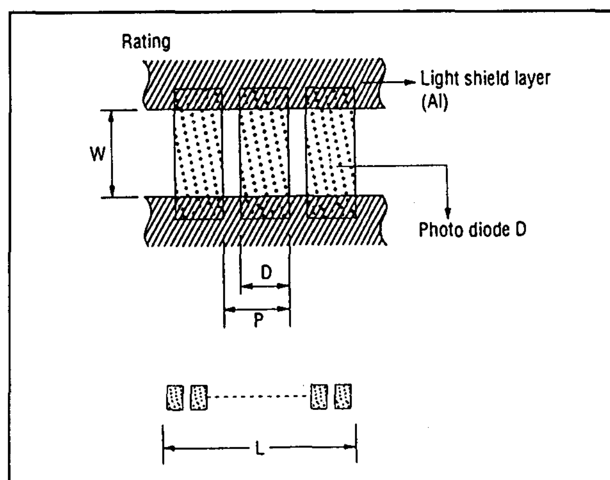
10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Central Value	Accuracy	Note
Arrangement	—	Straight line	—	—
Number of Pixels	—	256	—	sec
Pixels Pitch	P	13	±2.0	µm
Photo Diode Width	D	8	±2.0	µm
Aperture Width	W	18	±2.5	µm
Sensor Length	L	3328	±3.0	µm

* See output timing for information concerning dummy pixels.

Tabel 19/10.4-4: Pixel-configuratie van de OPA 256C-1.



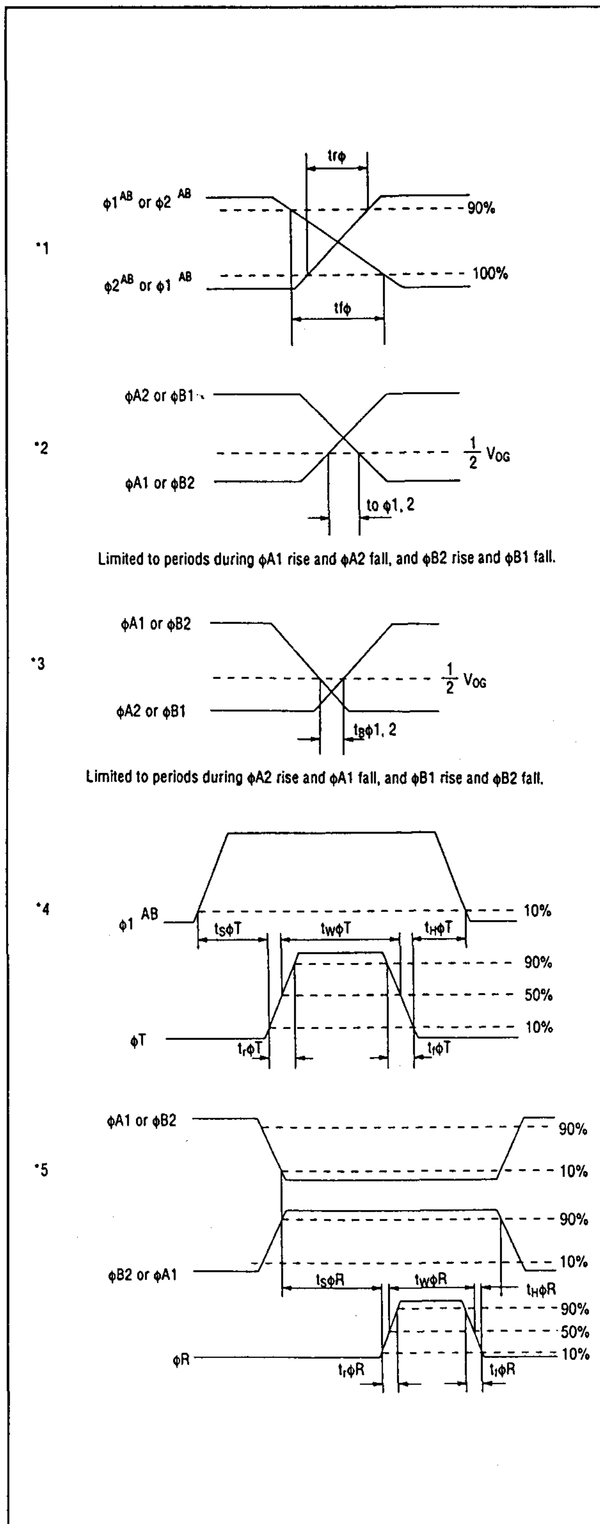
Figuur 19/10.4-5: Layout van de fotodioden bij de OPA 256C-1 en OPA 2048CA.

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter		Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Note
Register	Rise time	$t_r\phi$	—	30	100	ns	*1
	Fall time	$t_f\phi$	—	20	100	ns	
	Overlap time	$t_O\phi1, 2$	0	20	100	ns	*2
	Blank time	$t_B\phi1, 2$	—	20	100	ns	*3
Phototransfer	Rise time	$t_r\phi T$	—	30	100	ns	*4
	Fall time	$t_f\phi T$	—	20	100	ns	
	Transfer time duration	$t_W\phi r$	5	10	15	µs	
	Setup time	$t_S\phi T$	0	1	10	µs	
	Hold time	$t_H\phi T$	0	1	10	µs	
Reset	Rise time	$t_r\phi R$	—	30	100	ns	*5
	Fall time	$t_r\phi R$	—	20	100	ns	
	Duration	$t_W\phi R$	80	—	2000	ns	
	Setup time	$t_S\phi R$	170	—	2000	ns	
	Hold time	$t_H\phi R$	0	—	2000	ns	

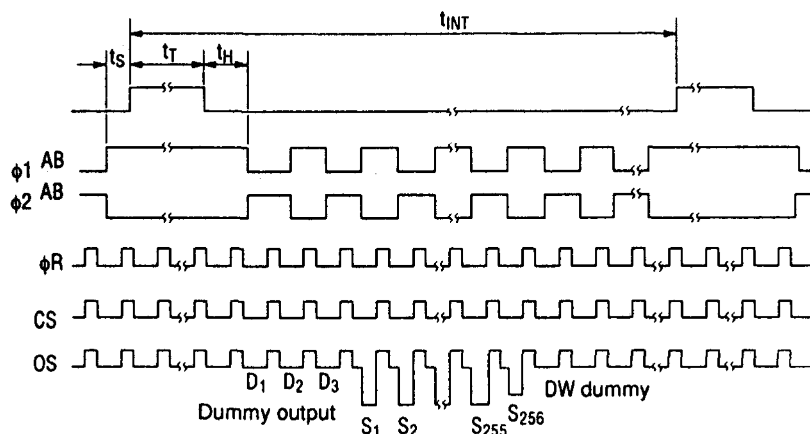
Tabel 19/10.4-5: Clock-timing kenmerken van de OPA 256C-1 en OPA 2048CA.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-6: De timing van de OPA 256C-1 en OPA 2048CA.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-7: Timing van de ingangssignalen en golfvorm van het uitgangssignaal (OS) voor een bepaalde belichting (OPA 256C-1 en OPA 2048CA).

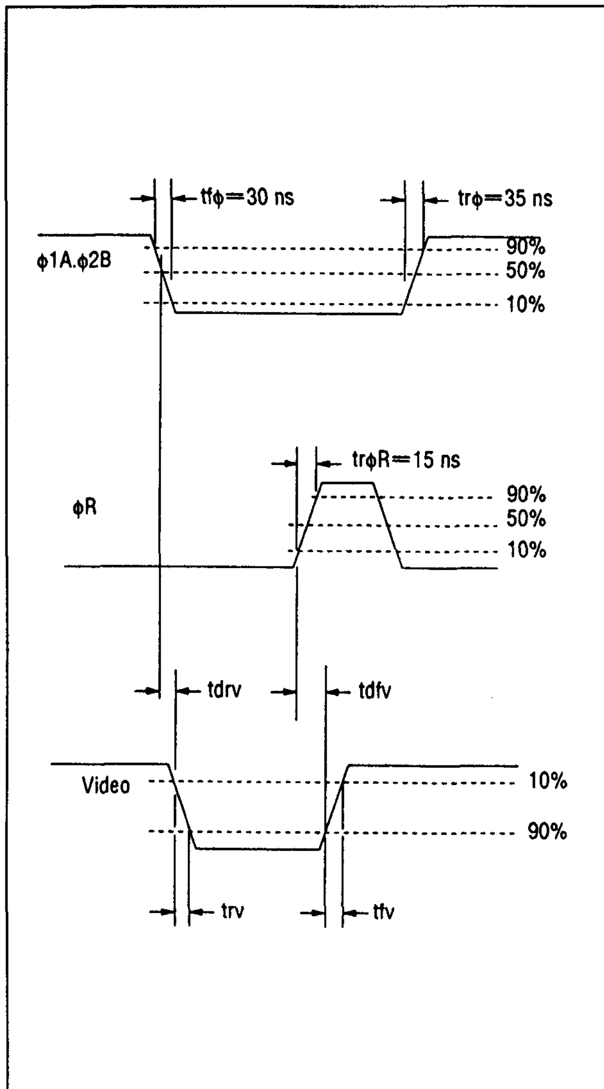
(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Guaranteed Values			Unit	Note
		Min.	Typ.	Max.		
Video Rise Delay Time	tdrv	—	55	—	ns	—
Video Rise Time	trv	—	55	—	ns	—
Video Fall Delay Time	tdfv	—	15	—	ns	—
Video Fall Time	tfv	—	30	—	ns	—

Conditions: $V_{DD}=V_{RD}=V_{\phi}=12$ V, $V_{DG}=V_{PG}=5$ V, $V_{SS}=-2$ V; $R_L=1$ kΩ, $C_L=31$ pF, Ta=25°C; $t_f\phi=30$ ns, $t_r\phi=35$ ns, $t_r\phi R=15$ ns

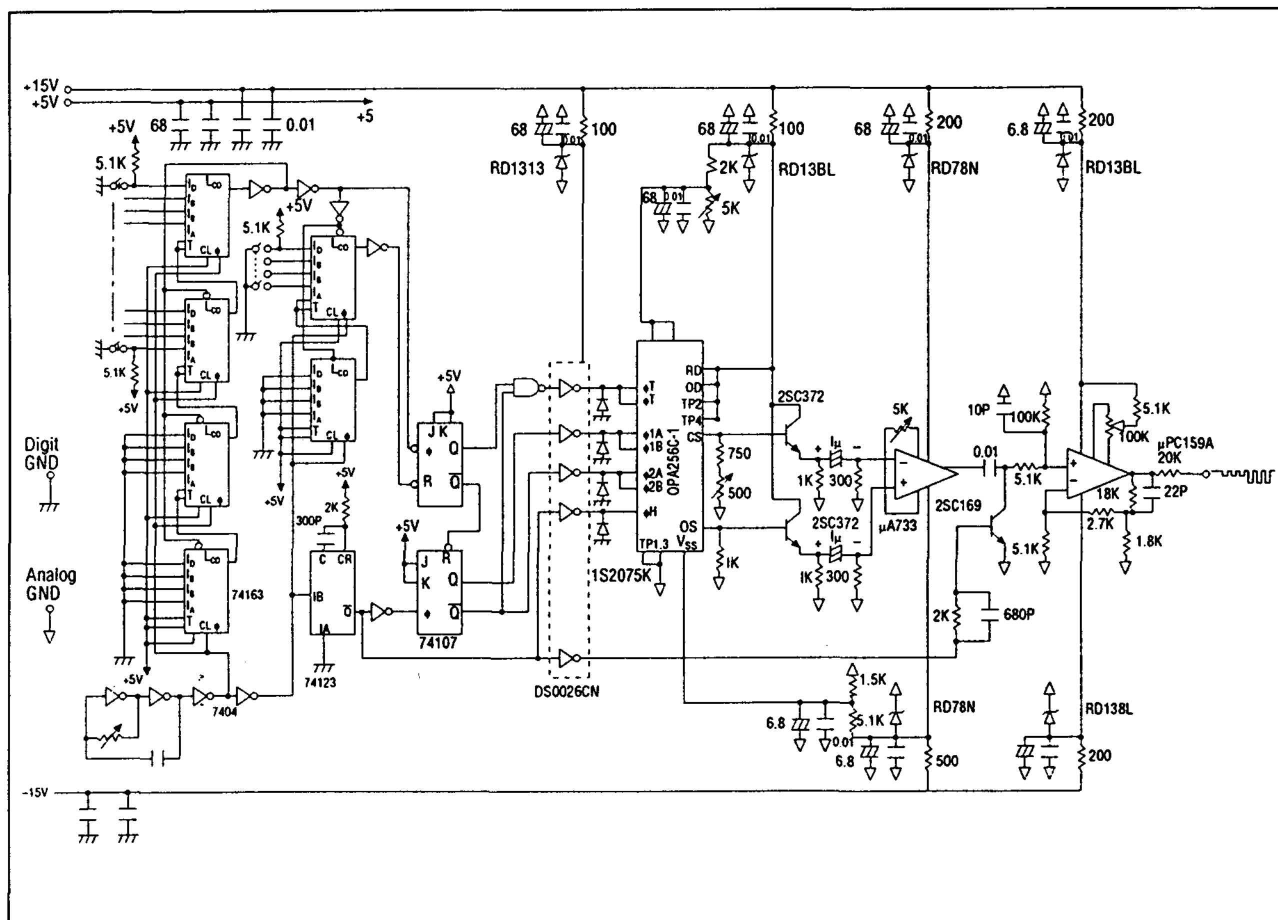
Tabel 19/10.4-6: Timing van de video-uitgang van de OPA 256C-1 en OPA 2048CA (zie ook figuur 19/10.4-8).

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-8: Timing en golfvormen ter verkrijging van het uitgangssignaal.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-9: Toepassingsvoorbeeld van de aansturing en uitlezing van de lijn-informatie van de OPA 256C-1.

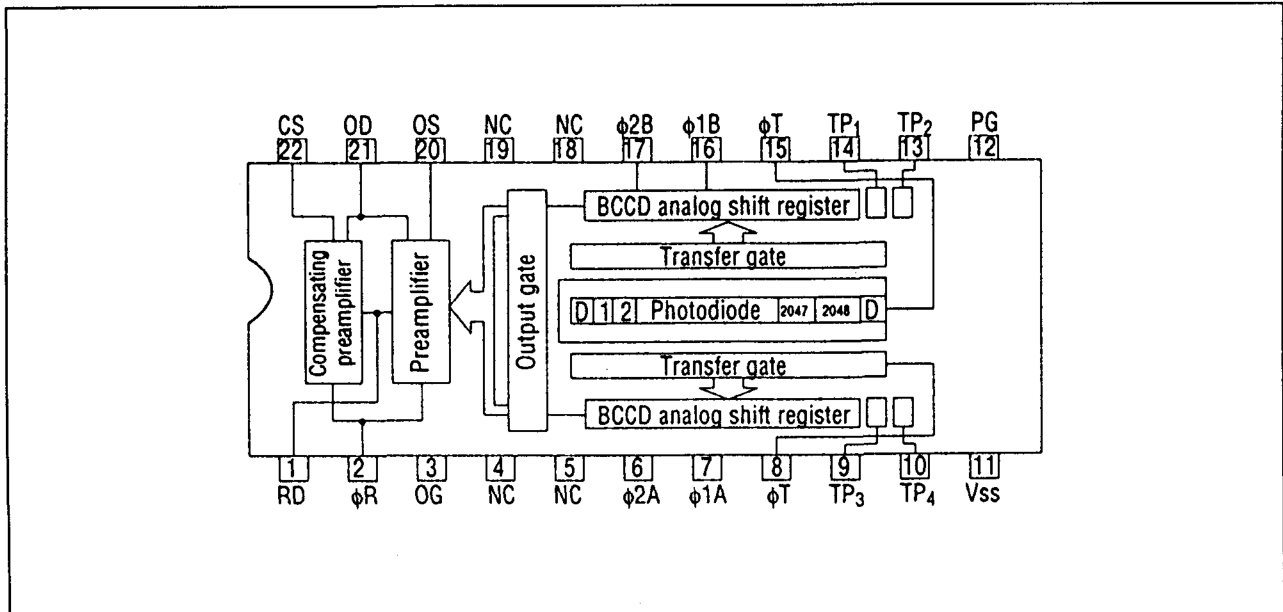
OPA 2048CA

2.048 bit self-scanning lijnsensor

De OPA 2048CA is, net als de OPA 256C-1, een eendimensionaal diode-array, opgebouwd uit PN-junctie fotodioden en CCD's (charge coupled devices). De OPA 2048CA is echter 2.048 beeldpunten lang (2.048 bit). Omdat de werking geheel overeenkomt met die van de OPA 256C-1 wordt hiernaar verwezen. De tabellen 19/10.4-1, -5, -6 en de figuren 19/10.4-5, -6, -7, -8 gelden dus ook voor de OPA 2048CA.
De sensor kan onder andere worden gebruikt voor fax-apparaten, industriële regelingen, karakter-herkenning en het detecteren van voorwerpen. De OPA 2048CA wordt geleverd in een 22-pens DIL-behuizing met een venster.

Technische gegevens
- zelf aftastende licht lijnsensor
- CCD voor grote gevoeligheid
- nuttig effect van CCD transmissie: meer dan 99,995%
- PN-junctie fotodioden voor goede blauwgevoeligheid
- onderlinge afstand fotodioden: 13 μm
- high-speed scanning
- lage voedingsspanningen
- interne uitgangsversterker en compensatie-versterker
- 22-pens DIL-behuizing (figuur 19/10.4-10)
- fabrikant: OKI

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

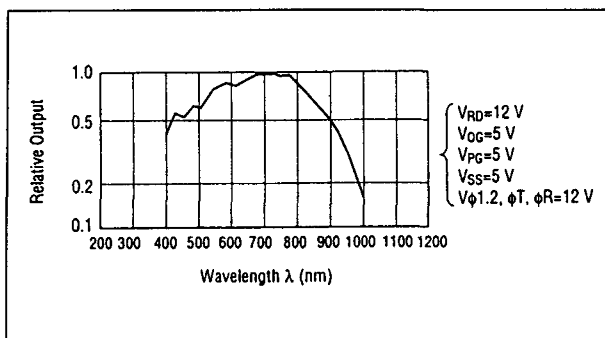


Figuur 19/10.4-10: Functioneel blokschema en aansluitingen van de OPA 2048CA.

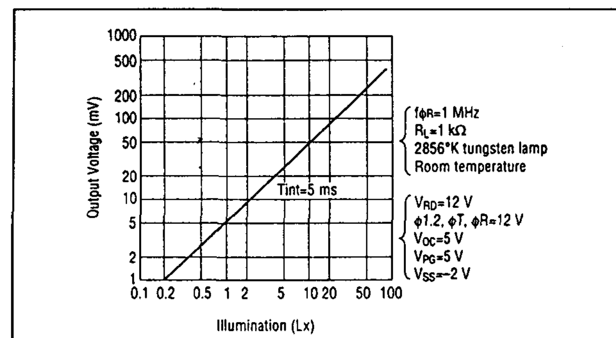
10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

Symbol	Name
RD	Reset transistor drain
ϕR	Reset transistor gate clock
OG	Output gate
ϕ1A	CCD register clock
ϕ1B	CCD register clock
ϕ2A	CCD register clock
ϕ2B	CCD register clock
ϕT	Phototransfer gate clock
V_{SS}	Substrate bias
TP_1	Test pin (electrical input gate)
TP_2	Test pin (electrical input diode)
TP_3	Test pin (electrical input gate)
TP_4	Test pin (electrical input diode)
PG	Photogate
OD	Output transistor drain
OS	Output transistor source (video output)
CS	Compensating transistor source (noise output)

Figuur 19/10.4-11: Afmetingen in mm en functies van de signalen van de OPA 2048CA.



Figuur 19/10.4-12: Spectrale gevoeligheid van de OPA 2048CA.



Figuur 19/10.4-13: Uitgangsspanning als functie van de verlichting (Lux).

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter			Symbol	Guaranteed Value Min.	Typ.	Max.	Unit
Reset Drain Voltage			V_{DD} V_{RD}	11.4	12	12.6	V
Output Transistor Drain Voltage			V_{DD} V_{OD}	11.4	12	12.6	V
Output Gate Voltage			V_{OG}	4.75	5	5.25	V
Photo Gate Voltage			V_{PG}	4.75	5	5.25	V
Substrate Bias			V_{SS}	–1.5	–2	–2.5	V
Electrical Input Diode Voltage ($TP_{2,4}$)			V_{IS}	11.4	12	12.6	V
Electrical Input Gate Voltage ($TP_{1,3}$)			V_{IG}	–0.1	0	0.2	V
Spectral Sensitivity Range			λ_R	400	—	1000	nm
Reset Clock Pulse Frequency (Video Frequency)			$\phi f_R(fv)$	0.25	1	*1 3	MHz
Clock Pulse Voltage	CCD register	"H"	$V\phi^{AB}_{1,2}H$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
Clock Pulse Voltage	CCD register	"L"	$V\phi^{AB}_{1,2}L$	–0.3	0.4	0.8	V
Clock Pulse Voltage	Photo-transfer	"H"	$V\phi_TH$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
Clock Pulse Voltage	Photo-transfer	"L"	$V\phi_TL$	–0.3	0.4	0.8	V
Clock Pulse Voltage	Reset	"H"	$V\phi_RH$	7	V_{DD}	V_{DD}	V
Clock Pulse Voltage	Reset	"L"	$V\phi_RL$	–0.3	0.4	0.8	V
Clock Input Capacitance	CCD register		$C\phi^{AB}_{1,2}$	300	400	520	pF
Clock Input Capacitance	Photo-transfer		$C\phi_T$	10	25	50	pF
Clock Input Capacitance	Reset		$C\phi_R$	2	4	8	pF
Load Resistance			R_L	0.9	1	1.5	kΩ
Output DC Level			V_{dc}	—	4.0	8.5	V
Power Consumption *2			P_D	50	70	100	mW

*1 When load capacitance C_L=31 pF

*2 When load resistance R_L=1 kΩ

Tabel 19/10.4-7: Elektrische kenmerken van de OPA 2048CA.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Note
Saturation Exposure	Esat	—	0.23	—	Lx • sec	*1
Saturation Output Voltage	Vsat	180	250	—	mV	*2
Sensitivity	R_W	—	1.1	—	V/Lx • sec	*1
Output Nonuniformity	U_F	—	—	±10	%	*3
Dark Output Voltage	Vd	—	0.5	3.1	mV	*4
Dynamic Range	DR	—	500	—	—	*2, *4

Test Conditions: $V_{RD}=V_{OD}=V\phi=12$ V, $V_{PC}=V_{OG}=5$ V, $V_{SS}=-2$ V; TP2.4=12 V, TP1.3=0 V, $R_L=1$ kΩ; fV=1 MHz, TINT=10 ms

Conditions

*1 2856°K tungsten lamp

*2 Daylight fluorescent lamp

*3 Daylight fluorescent lamp 50% saturation exposure

*4 Dark state

Tabel 19/10.4-8: Foto-elektrische eigenschappen van de OPA 2048CA.

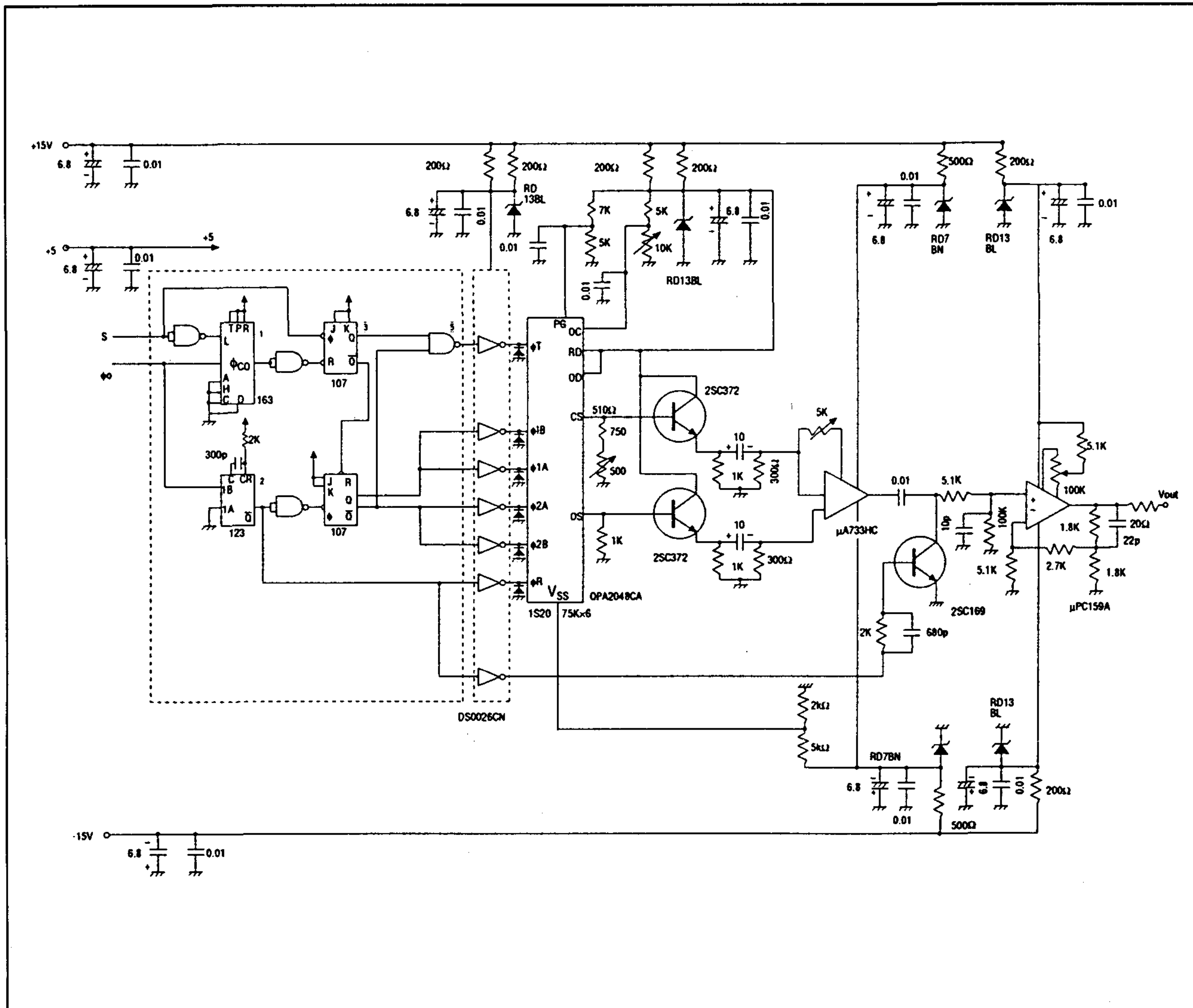
(Ambient Temperature Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Central Value	Accuracy	Unit
Arrangement	—	Straight line	—	—
Number of Pixels	—	2048	—	sec
Pixel Pitch	P	13	±2.0	μm
Photo Diode Width	D	8	±2.0	μm
Aperture Width	W	13	±2.5	μm
Sensor Length	L	26624	±5.0	μm

* See "Output Timing" for information concerning dummy pixels.

Tabel 19/10.4-9: Pixel-configuratie van de OPA 2048CA.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-14: Toepassingsvoorbeeld van de aansturing en uitlezing van de OPA 2048CA.

TSL 213

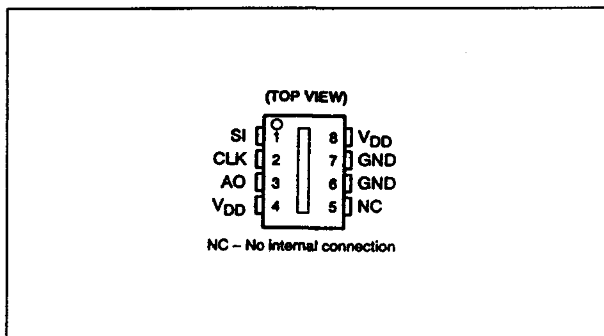
64 bit geïntegreerde lijnsensor

De TSL 213 optosensor bestaat uit 64 ladingsgevoelige pixels, georganiseerd in een 64 x 1 lineair array. Alle pixels hebben een oppervlak van 120 μm x 70 μm en zijn (hart-op-hart) 125 μm van elkaar verwijderd.
De werking is vereenvoudigd door de interne logika, waardoor alleen een clock- en start-integratie puls nodig zijn. De TSL 213 is bruikbaar voor lineaire en roterende encodering, lineaire positionering en rand- en merkdetectie. De sensor is verkrijgbaar in een 8-pens transparante DIL-behuizing.

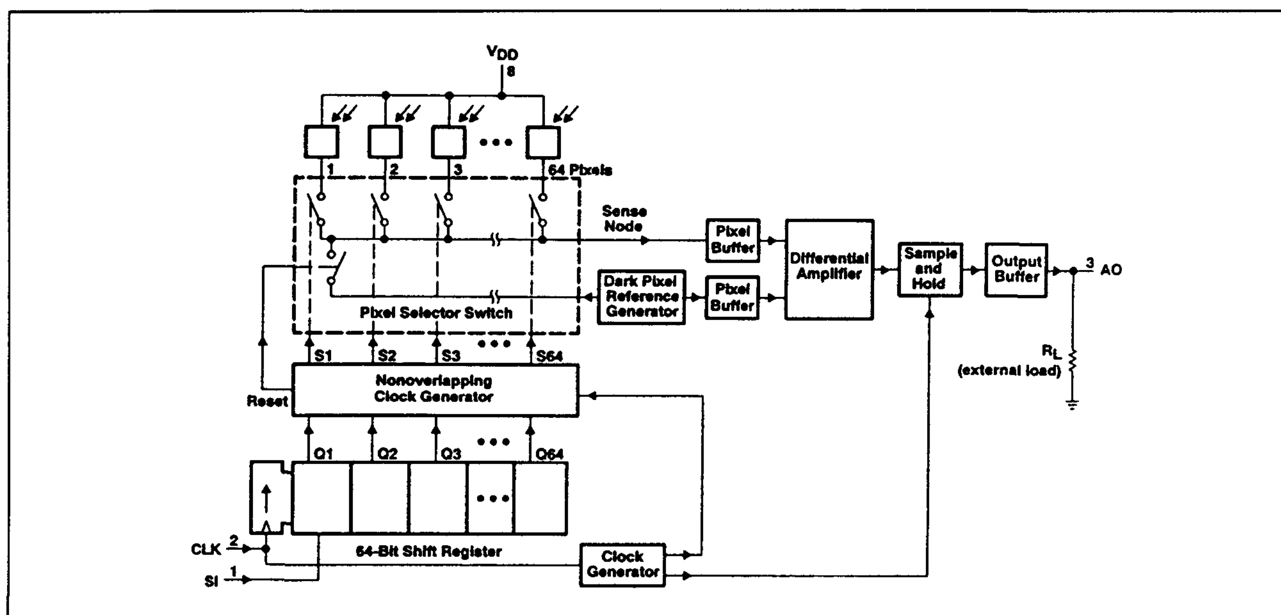
Technische gegevens

- bevat 64 bit statisch schuifregister
- bevat analoge buffer met sample-and-hold voor analoog uitgangssignaal over volledige clock-periode
- onderlinge pixel-afstand: 125 μm
- werkt met 500 kHz schuifclock
- enkele voedingsspanning
- 8-pens transparante DIL-behuizing (figuur 19/10.4-15)
- fabrikant: Texas Instruments

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-15: Aansluitingen van de TSL 213.



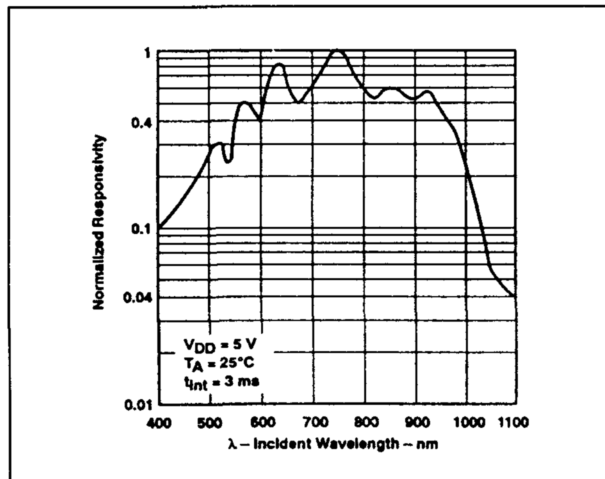
Figuur 19/10.4-16: Functioneel blokschema van de TSL 213.

Terminal Functions

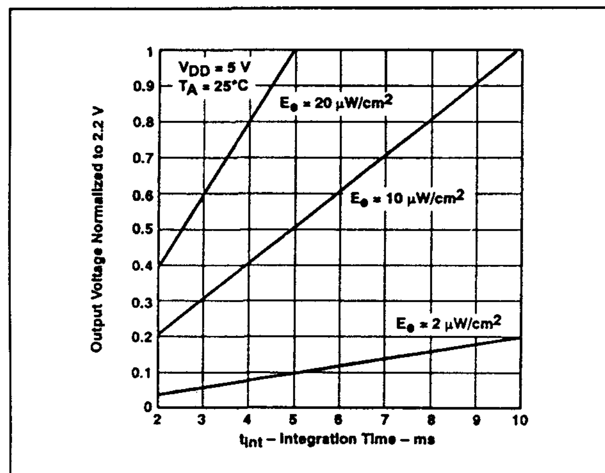
PIN NAME	PIN NO.	DESCRIPTION
AO	3	Analog output
CLK	2	Clock. The clock controls charge transfer, pixel output, and reset.
GND	6, 7	Ground (substrate). All voltages are referenced to the substrate.
NC	5	No internal connection
SI	1	Serial input. The serial input defines the end of the integration period and initiates the pixel output sequence.
V_{DD}	4, 8	Supply voltages. These supply power to the analog and digital circuits.

Tabel 19/10.4-10: Functies van de signalen.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-17: Spectrale gevoeligheid van de TSL 213.



Figuur 19/10.4-18: Uitgangsspanning als functie van de verlichting en de integratietijd.

Sensor-elementen

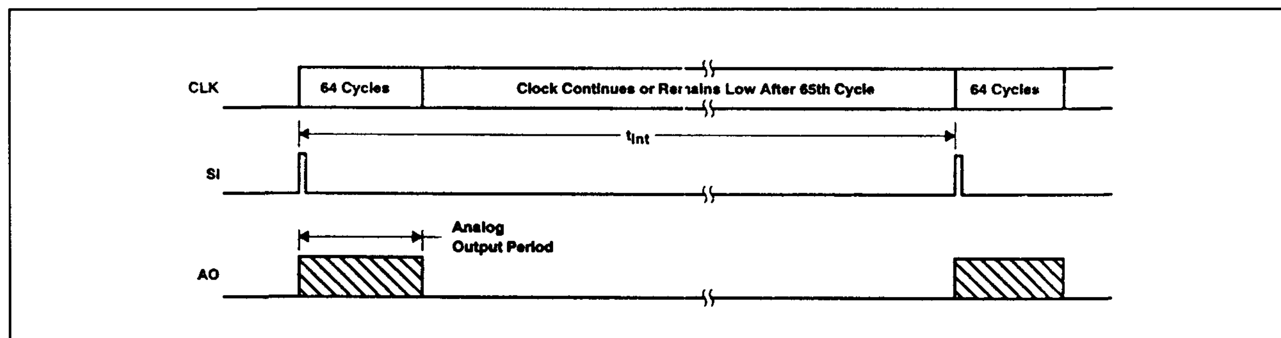
De rij sensor-elementen (pixels) bestaat uit 64 aparte lichtgevoelige gebiedjes. Wanneer lichtenergie op een pixel valt, ontstaan elektron/gat paren in het gebied onder de pixel. Het veld dat door de voorspanning op de pixel wordt gegenereerd, maakt dat de elektronen in het element blijven, terwijl de gaten in het substraat worden geveegd. De hoeveelheid lading die in elk element wordt verzameld is recht evenredig met de hoeveelheid opvallend licht en de integratietijd.

Werking van de schakeling

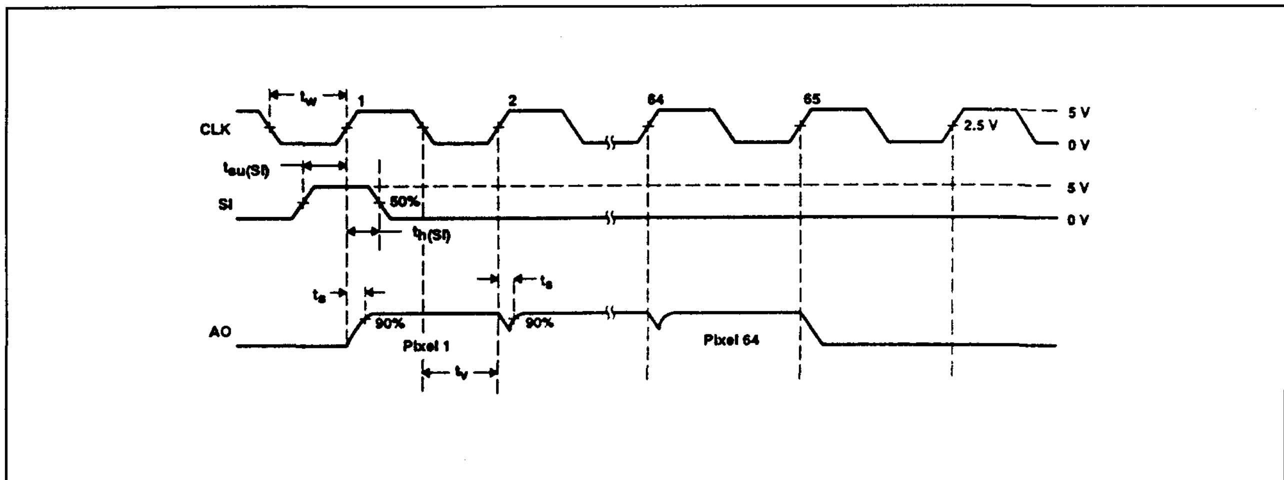
De werking van het 64 x 1 array bestaat uit twee tijd-perioden: gedurende de ***integratie-periode*** wordt lading verzameld in de pixels en gedurende de ***output-periode*** worden signalen naar de uitgang overgebracht. De integratie-periode wordt gedefinieerd als de tijd tussen de seriële ingangspulsen (SI) en omvat ook de output-periode (zie figuur 19/10.4-19). De vereiste lengte van de integratie-periode hangt af van de hoeveelheid licht en het gewenste niveau van het uitgangssignaal.

Sense-node

Na afloop van de integratie-periode worden de ladingen die in de pixels zijn opgeslagen één voor één, bestuurd door de clock (CLK) en SI-signalen, naar de sense-node overgebracht. De spanning die op dit knooppunt wordt opgewekt is recht evenredig met de hoeveelheid lading en omgekeerd evenredig met de capaciteit van de sense-node.



Figuur 19/10.4-19: De benodigde timing van de TSL 213.



Figuur 19/10.4-20: Timing en golfvormen bij gebruik van de TSL 213.

Reset

Er wordt een intern reset-signaal gegenereerd door de niet-overlappende clockgenerator (NOCG) bij elke clock-cyclus. Door reset wordt een bekende spanning op de sense-node gezet, ter voorbereiding van de volgende ladingsoverdracht. Deze spanning wordt als referentie-niveau voor de differentiële signaalversterker gebruikt.

Schuifregister

Het 64 bit schuifregister regelt de ladingsoverdracht van de pixels naar de uitgangstrappen en levert de timing-signalen voor de NOCG. Het SI-signaal bedient het schuifregister dat doorschuift onder direkte besturing van de clock. De output-periode begint als de SI-ingangspuls tegelijk met de stijgende flank van CLK aanwezig is (zie figuren 19/10.4-19 en -20). De analoge uitgangsspanning komt overeen met het niveau van de eerste pixel na de settling-tijd t_s en blijft gedurende een minimale tijd t_v constant. Op elke stijgende flank van de clock is een spanning beschikbaar die overeenkomt met de opvolgende pixel. De output-periode eindigt bij de stijgende flank van de 65e clock-cyclus, waarna de uitgang in de hoog-impedante toestand gaat. De 65e clock-cyclus beëindigt het signaal van de laatste pixel en maakt het schuifregister leeg ter voorbereiding voor de volgende SI-puls. Om de integratietijd zo kort mogelijk te houden mag de SI-puls al bij de 66e stijgende flank van de clock aanwezig zijn om zodoende de output-fase meteen te initialiseren. Als de output-periode eenmaal door een SI-puls is geïnitialiseerd, moet de clock 65 keer positief kunnen gaan om de interne logika naar een bekende toestand te resetten.

Sample-and-hold

Het sample-and-hold signaal dat door de NOCG wordt gegenereerd, wordt gebruikt om de analoge uitgangsspanning van elke pixel constant te houden totdat de volgende pixel wordt uitgeklokt. Het signaal wordt bemonsterd terwijl CLK HOOG is en constant gehouden terwijl CLK LAAG is.

Niet-overlappende clock-generatoren

De NOCG-schakeling levert de interne besturingssignalen voor de sensor, inclusief reset en pixel-lading sensing. De signalen zijn synchroon en worden bestuurd door de uitgangen van het schuifregister.

Initialisatie

Bij het opkomen van de voedingsspanning of als de clock of het SI-signaal langer dan de integratietijd inactief zijn geweest kan het nodig zijn om de sensor-elementen te initi-

aliseren. De initialisatie-fase bestaat uit 12 tot 15 achtereenvolgende output-cycli, waardoor alle mogelijke ladingen van de pixels worden verwijderd.

Output enable

Het intern opgewekte output enable-signaal geeft de uitgangstrap van de sensor gedurende de output-periode (64 clock-cycli) vrij. Gedurende de rest van de integratie-periode is de uitgangstrap hoogimpedant.

Supply voltage range, V_{DD}	−0.5 V to 7 V
Digital input current range, I_I	−20 mA to 20 mA
Operating case temperature range, T_C (see Note 2)	−10°C to 85°C
Operating free-air temperature range, T_A	0°C to 70°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.4-11: Maximaal toelaatbare waarden van de TSL 213.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	4.5		5.5	V
Input voltage, V_I	0		V_{DD}	V
High-level input voltage, V_{IH}	$V_{DD} \times 0.7$		V_{DD}	V
Low-level input voltage, V_{IL}	0		$V_{DD} \times 0.3$	V
Wavelength of light source, λ		750		nm
Clock input frequency, f_{clock}	10		500	kHz
Pulse duration, CLK low, t_w	1			µs
Sensor integration time, t_{int}		5		ms
Setup time, SI before CLK↑, $t_{su(SI)}$	50			ns
Hold time, SI after CLK↑, $t_{h(SI)}$	50			ns
External resistive load, AO, R_L		330		Ω
Total number of TSL213 outputs connected together			10	
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C

electrical characteristics, V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, f_{clock} = 180 kHz, λ_p = 565 nm, R_L = 330 Ω, C_L = 330 pF, t_{int} = 5 ms, E_e = 20 µW/cm² (unless otherwise noted) (see Note 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Analog output voltage saturation level	E_e = 51 µW/cm²	3	3.4		V
Analog output voltage (white, average over 64 pixels)		1.75	2		V
Analog output voltage (dark, each pixel)	E_e = 0		0.25	0.4	V
Output voltage (white) change with change in V_{DD}	V_{DD} = 5 V ±5%		±2%		
Dispersion of analog output voltage	See Note 4			±10%	
Linearity of analog output voltage	See Note 5	0.85		1.15	
Pixel recovery time	See Note 6		25	40	ms
Supply current	I_{DD} Avg		4	9	mA
High-level input current	$V_I = V_{DD}$			0.5	µA
Low-level input current	V_I = 0			0.5	µA
Input capacitance			5		pF

NOTES: 3. The input irradiance (E_e) is supplied by an LED array with λ_p = 565 nm.
4. Dispersion of analog output voltage is the maximum difference between the voltage from any single pixel and the average output voltage from all pixels of the device under test.
5. Linearity of analog output voltage is calculated by averaging over 64 pixels and measuring the maximum deviation of the voltage at 2 ms and 3.5 ms from a line drawn between the voltage at 2.5 ms and the voltage at 5 ms.
6. Pixel recovery time is the time required for a pixel to go from the analog-output-voltage (white, average over 64 pixels) level to the analog-output-voltage (dark, each pixel) level or vice versa after a step change in light input.

operating characteristics, V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, R_L = 330 Ω, C_L = 330 pF, t_{int} = 5 ms, E_e = 20 µW/cm², f_{clock} = 500 kHz (unless otherwise noted)

	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_s	Settling time	See Figure 2 and Note 7			1	µs
t_v	Valid time				1/2 f_{clock}	µs

NOTE 7: Clock duty cycle is assumed to be 50%.

Tabel 19/10.4-12: Aanbevolen bedrijfscondities en elektrische kenmerken van de TSL 213.

TSL 214

64 bit geïntegreerde lijnsensor

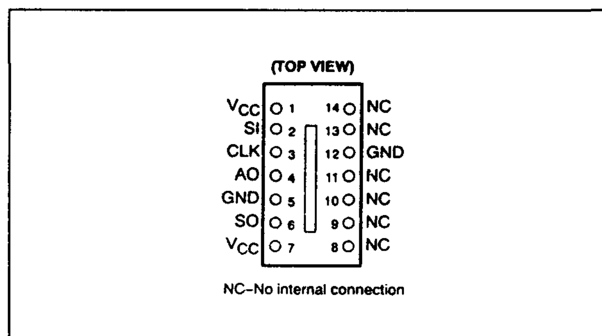
De TSL 214 is, net als de TSL 213, een opto-sensor die bestaat uit 64 ladinggevoelige pixels, opgesteld in een 64 x 1 lineair array. De TSL 214 heeft echter ook een shift-out signaal dat cascade-schakeling van meerdere TSL 214's mogelijk maakt. De pixels hebben een oppervlak van 120 µm x 70 µm per stuk en zijn (hart-op-hart) 125 µm van elkaar verwijderd. Door de interne logika zijn alleen een clock- en start-integratie puls nodig. De TSL 214 kan bijvoorbeeld worden toegepast voor lineaire encodering, streepjescode- en randdetectie. De sensor heeft een 14-pens DIL-behuizing met een transparante kunststof deksel.

Technische gegevens

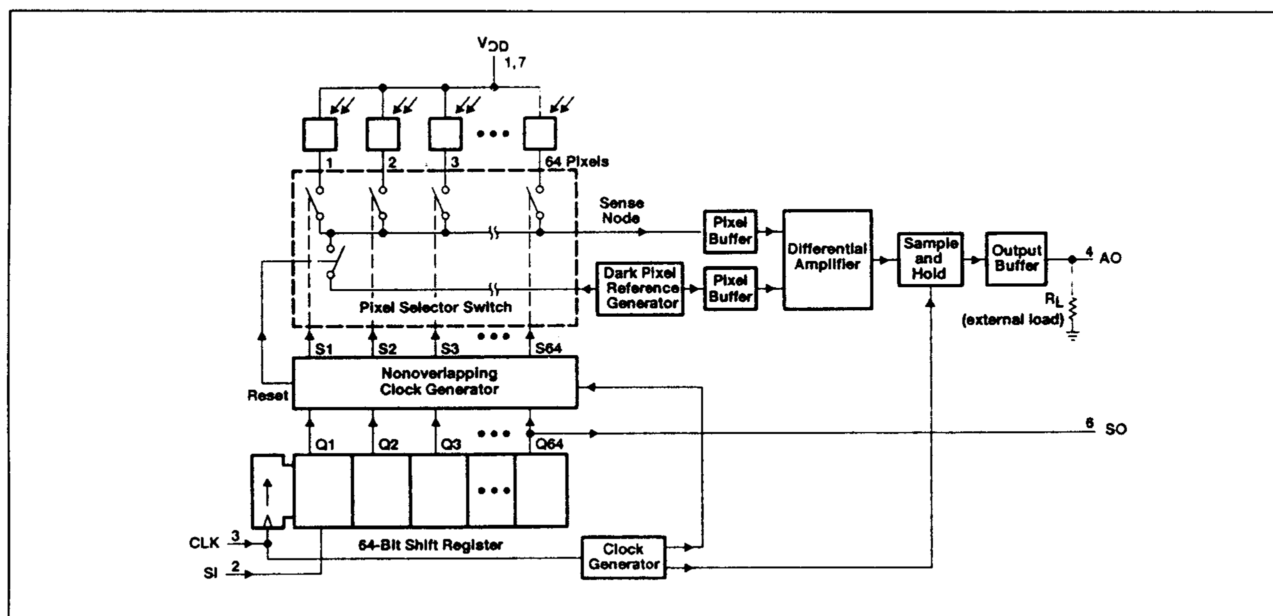
- bevat een 64 bit statisch schuifregister
- bevat analoge buffer met sample-and-hold voor analoog uitgangssignaal over volledige clock-periode
- onderlinge pixel-afstand: 125 µm
- 4 bit resolutie voor sensorcel mogelijk
- werkt met 500 kHz schuifclock

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

- enkele voedingsspanning
- advanced LinCMOS-technologie
- 14-pens DIL-behuizing met transparant deksel (figuur 19/10.4-21)
- fabrikant: Texas Instruments



Figuur 19/10.4-21: Aansluitingen van de TSL 214.



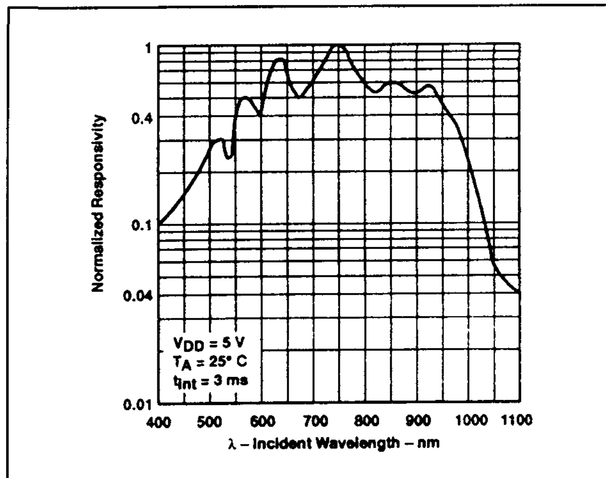
Figuur 19/10.4-22: Functioneel blokschema van de TSL 214.

Terminal Functions

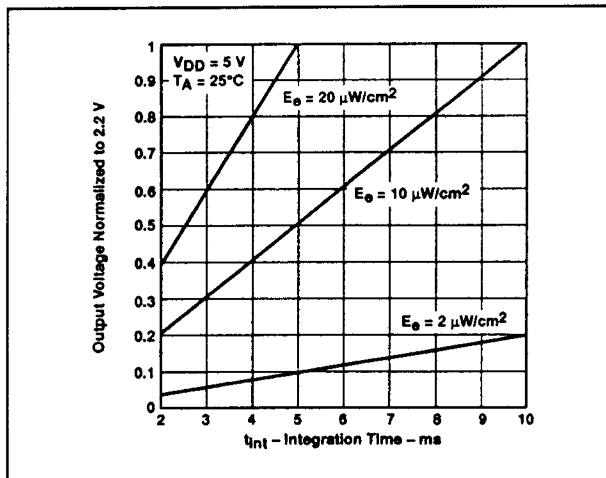
TERMINAL NAME	NO.	DESCRIPTION
AO	4	Analog output
CLK	3	Clock input. CLK controls charge transfer, pixel output, and reset.
GND	5, 12	Ground (substrate). All voltages are referenced to the substrate.
NC	8–11, 13, 14	No internal connection
SI	2	Serial input. SI defines the end of the integration period and initiates the pixel output sequence.
SO	6	Serial output. SO provides a signal to drive the SI input of another TSL214 sensor for cascading.
V_{DD}	1, 7	Supply voltage. V_{DD} supplies power to the analog and digital circuits.

Tabel 19/10.4-13: Signaalfuncties.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-23: Spectrale gevoeligheid van de TSL 214.



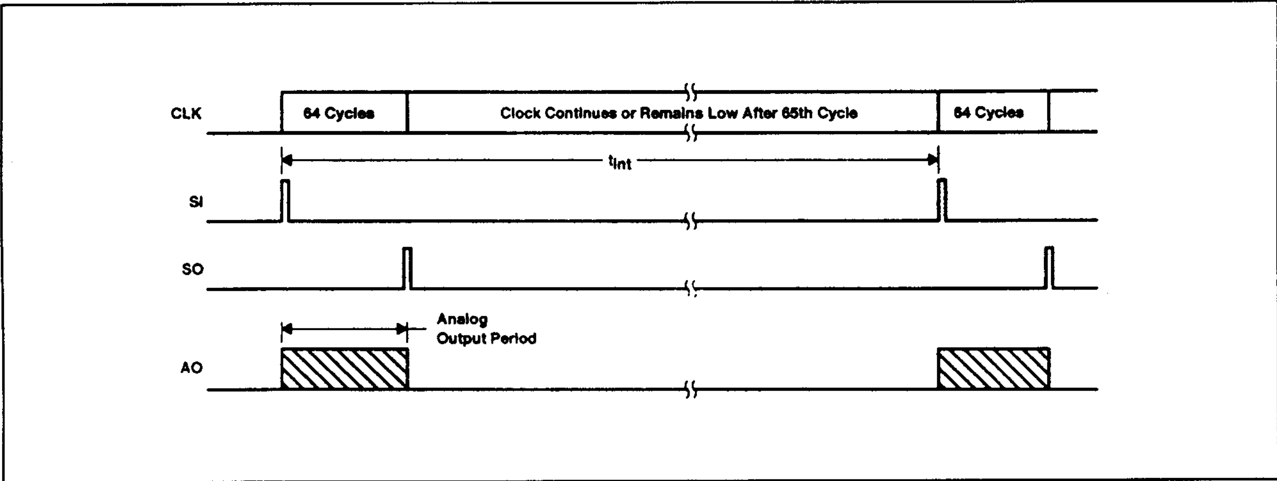
Figuur 19/10.4-24: Uitgangsspanning als functie van de verlichting en de integratietijd.

Werking

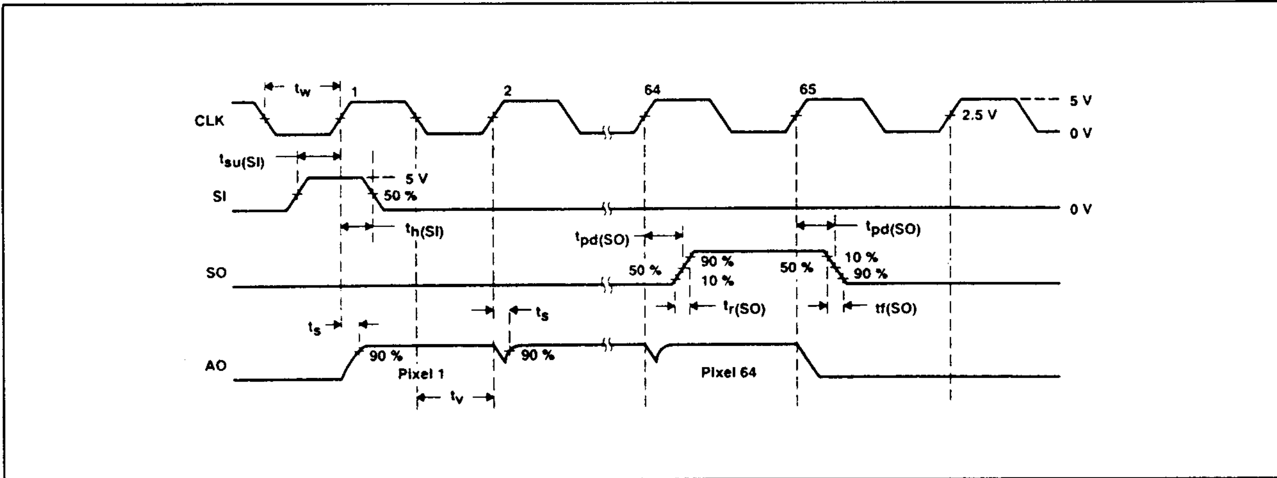
De werking van de TSL 214 komt geheel overeen met die van de TSL 213. Ook hier bestaat het sensor-array uit 64 pixels die in twee perioden worden uitgelezen. Er wordt zodoende verwezen naar de gedetailleerde beschrijving daarvan.

De TSL 214 heeft echter ook een shift-out (SO) uitgang, waarvan het signaal HOOG gaat op de 64^e^ clockcyclus. SO kan worden gebruikt om meerdere TSL 214's achter elkaar te schakelen, waarbij SO telkens op SI van de volgende TSL 214 wordt aangesloten. Alle TSL 214's hebben dan een gemeenschappelijk clock-signaal, terwijl de AO-uitgangen parallel kunnen worden geschakeld omdat die hoogimpedant zijn gedurende de tijd na de SO-puls.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-25: De benodigde timing van de TSL 214.



Figuur 19/10.4-26: Timing en golfvormen bij de TSL 214.

Supply voltage range, V_{CC}	−0.5 V to 7 V
Digital output voltage range, V_O	−0.5 V to V_{CC} +0.5 V
Digital output current, I_O	3 mA
Digital input current range, I_I	−20 mA to 20 mA
Operating case temperature range, T_C (see Note 2)	−10°C to 85°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.4-14: Maximaal toelaatbare waarden van de TSL 214.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	4.5		5.5	V
V_I	Input voltage	0		V_{CC}	V
V_{IH}	High-level input voltage	$V_{CC} \times 0.7$		V_{CC}	V
V_{IL}	Low-level input voltage	0		$V_{CC} \times 0.3$	V
λ	Wavelength of light source		750		nm
f_{clock}	Clock input frequency	10		500	kHz
t_w	Pulse duration, clock low	1			µs
t_{int}	Sensor integration time		5		ms
$t_{su(SI)}$	Setup time, serial input before clock↑	50			ns
$t_{h(SI)}$	Hold time, serial input after clock↑	50			ns
t_{sample}	Sample time, See Note 3			1/2 f_{clock}	µs
	Total number of TSL214 outputs connected in parallel			10	
R_L	Analog output external resistive load		330		Ω
T_A	Operating free-air temperature	0		70	°C

NOTE 3. Clock duty cycle is assumed to be 50%.

electrical characteristics at $V_{DD} = 5$ V, $T_A = 25°C$, $f_{clock} = 180$ kHz, $\lambda_p = 565$ nm, $R_L = 330\ \Omega$, $C_L = 330$ pF, $t_{int} = 5$ ms, $E_e = 20\ \mu W/cm^2$ (unless otherwise noted) (see Note 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Low-level output voltage	$I_O = 0$			0.1	V
High-level output voltage	$I_O = 0$	4.4			V
Analog output voltage saturation level	$E_e = 60\ \mu W/cm^2$	3	3.4		V
Analog output voltage (white, average over 64 pixels)		1.75	2.2		V
Analog output voltage (dark, each pixel)	$E_e = 0$		0.25	0.4	V
Output voltage (white) change with change in V_{DD}	$V_{DD} = 5$ V ±5%		±2%		
Dispersion of analog output voltage	See Note 4			±7.5%	
Linearity of analog output voltage	See Note 5	0.85		1.15	
Pixel recovery time	See Note 6		25	40	ms
Supply current	I_{DD} (average)		4	9	mA
High-level input current	$V_I = V_{DD}$			0.5	µA
Low-level input current	$V_I = 0$			0.5	µA
Input capacitance			5		pF

NOTES: 3. The input irradiance (E_e) is supplied by an LED array with $\lambda_p = 565$ nm.
4. Dispersion of analog-output voltage is the maximum difference between the voltage from any single pixel and the average output voltage from all pixels of the device under test.
5. Linearity of analog-output voltage is calculated by averaging over 64 pixels and measuring the maximum deviation of the voltage at 2 ms and 3.5 ms from a line drawn between the voltage at 2.5 ms and the voltage at 5 ms.
6. Pixel recovery time is the time required for a pixel to go from the analog-output voltage (white, average over 64 pixels) level to analog-output voltage (dark, each pixel) level or vice versa after a step change in light input.

operating characteristics, $V_{DD} = 5$ V, $T_A = 25°C$, $f_{clock} = 500$ kHz, $R_L = 330\ \Omega$, $C_L = 330$ pF, $t_{int} = 5$ ms, $E_e = 20\ \mu W/cm^2$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{r(SO)}$	Rise time, SO	See Figure 2 and Note 7		25		ns
$t_{f(SO)}$	Fall time, SO	See Figure 2 and Note 7		25		ns
$t_{pd(SO)}$	Propagation delay time, SO	See Figure 2 and Note 7		70		ns
t_s	Settling time	See Figure 2 and Note 7			1	µs
t_v	Valid time	See Figure 2 and Note 7			1/2 t_{clock}	µs

NOTE 7: Clock duty cycle is assumed to be 50%.

Tabel 19/10.4-15: Aanbevolen bedrijfscondities en elektrische kenmerken van de TSL 214.

TSL 215

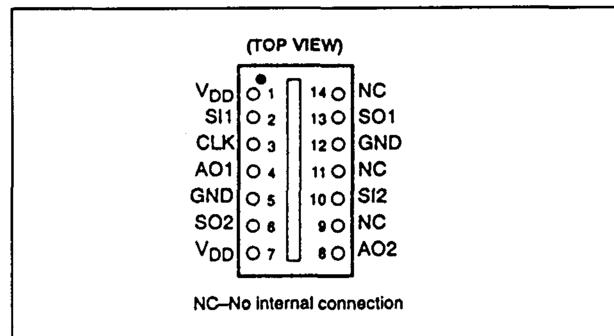
128 bit geïntegreerde lijnsensor

De TSL 215 is een logische voortzetting van de TSL 214, omdat deze nu twee lichtgevoelige array's van 64 pixels bevat, die achter elkaar op de chip zijn geplaatst. Bij cascadeschakeling wordt (net als bij de TSL 214) het shift-out signaal (SO) van het eerste array (extern) aangesloten op de SI-ingang van het tweede. Het totale array is dan dus 128 x 1 bit groot (figuur 19/10.4-31). Bij parallelschakeling zijn beide SI-ingangen doorverbonden, waardoor het tweede array tegelijk met de eerste wordt bediend (figuur 19/10.4-32). Ook dan is het totale array 128 x 1 bit groot, maar de sensor werkt dan wel tweemaal zo snel. De pixels hebben weer een oppervlak van 120 µm x 70 µm per stuk,

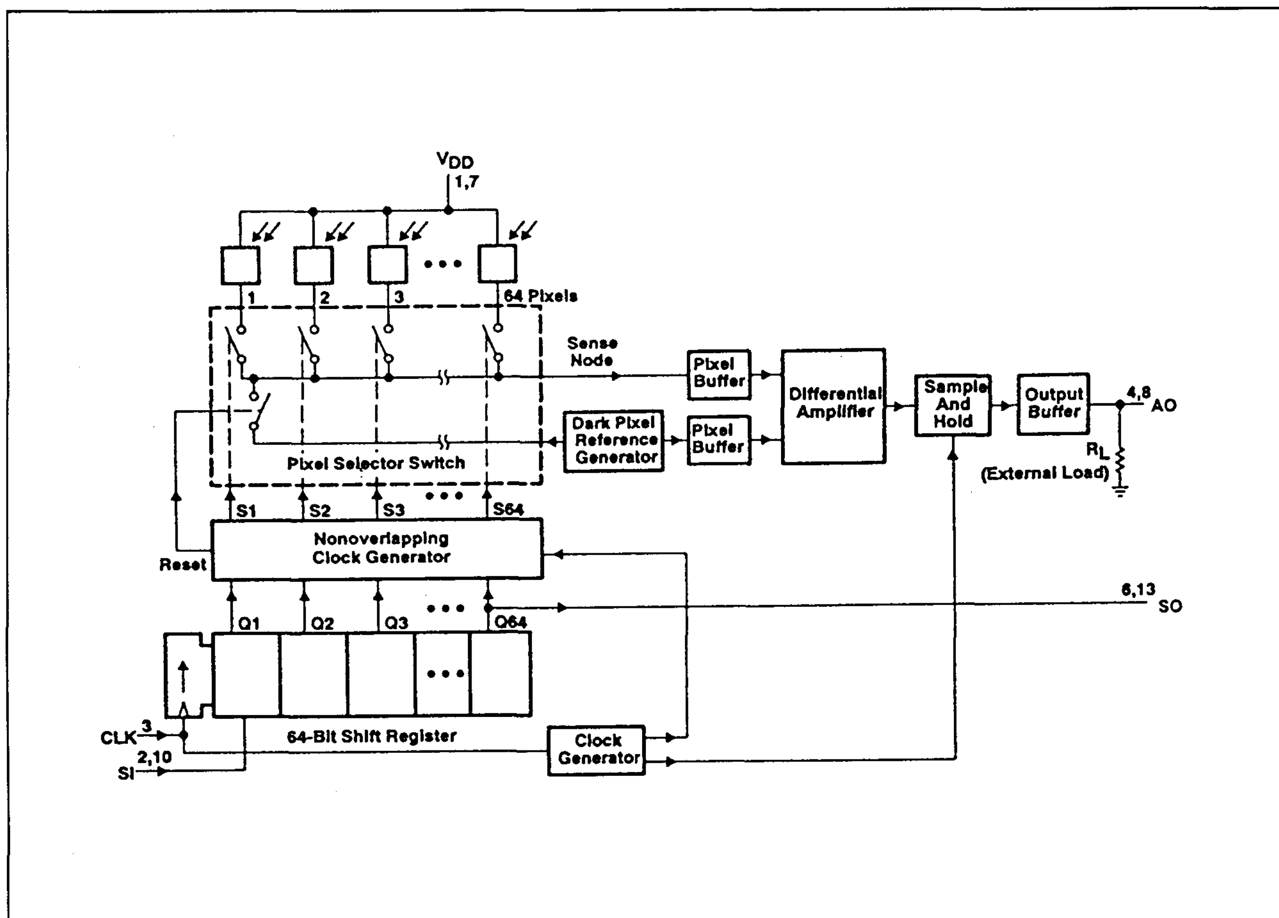
terwijl ze (hart-op-hart) 125 µm van elkaar zijn verwijderd. Er is interne logika aanwezig, waardoor alleen een clock- en start-integratie puls nodig zijn. De TSL 215 is bijvoorbeeld geschikt voor lineaire en roterende encodering, streepjescode- en randdetectie. De TSL 215 heeft een 14-pens transparante kunststof DIL-behuizing.

Technische gegevens

- bevat twee 64 bit statische schuifregisters
- bevat analoge buffer met sample-and-hold voor analoog uitgangssignaal over volledige clock-periode
- onderlinge pixel-afstand: 125 µm
- werkt met 500 kHz schuifclock
- enkele voedingsspanning advanced LinCMOS-technologie
- 14-pens transparante DIL-behuizing (figuur 19/10.4-27)
- fabrikant: Texas Instruments



Figuur 19/10.4-27: Aansluitingen van de TSL 215.



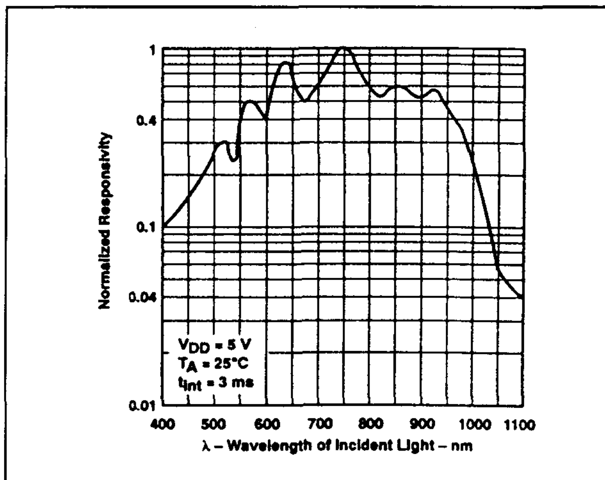
Figuur 19/10.4-28: Functioneel blokschema van één van de helften van de TSL 215.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

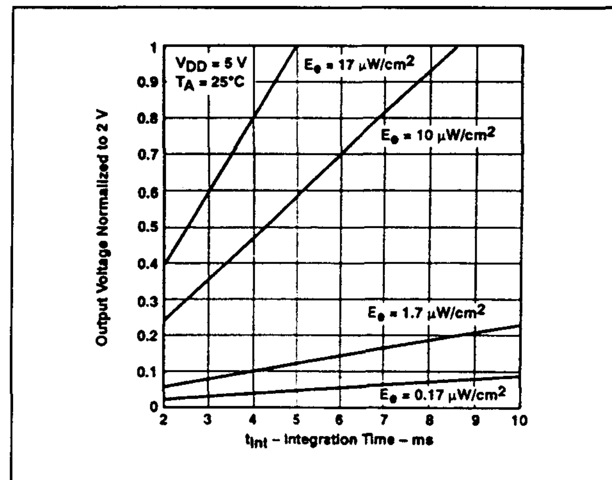
Terminal Functions

PIN NAME	PIN NUMBER	DESCRIPTION
AO1	4	Analog output of section 1
AO2	8	Analog output of section 2
CLK	3	Clock. The clock controls charge transfer, pixel output, and reset.
GND	5, 12	Ground (substrate). All voltages are referenced to the substrate.
NC	9, 11, 14	No internal connection
SI1	2	Serial input (section 1). The serial input defines the end of the integration period and initiates the pixel output sequence.
SI2	10	Serial input (section 2). The serial input defines the end of the integration period and initiates the pixel output sequence.
SO1	13	Serial output (section 1). The serial output provides a signal to drive the SI2 input.
SO2	6	Serial output (section 2). The serial output provides a signal to drive the SI1 input of another TSL215 sensor for cascading.
V_{DD}	1, 7	Supply voltage. This supplies power to the analog and digital circuits.

Tabel 19/10.4-16: Functies van de signaalpennen.



Figuur 19/10.4-29: Spectrale gevoeligheid van de TSL 215.



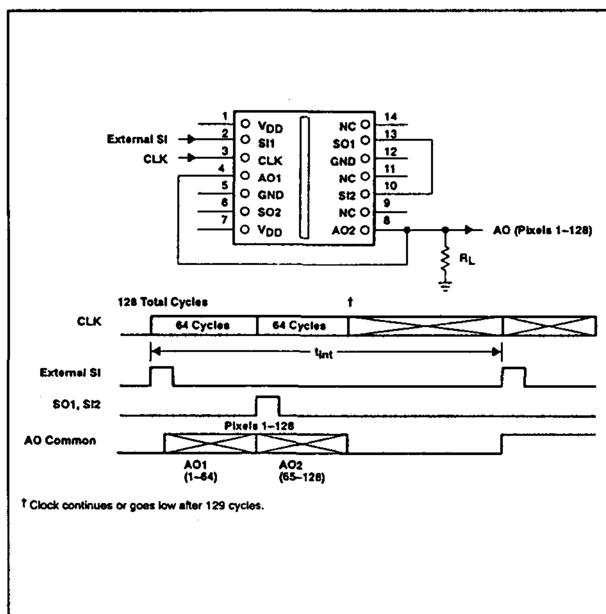
Figuur 19/10.4-30: Uitgangsspanning als functie van de verlichting en de integratietijd.

Werking

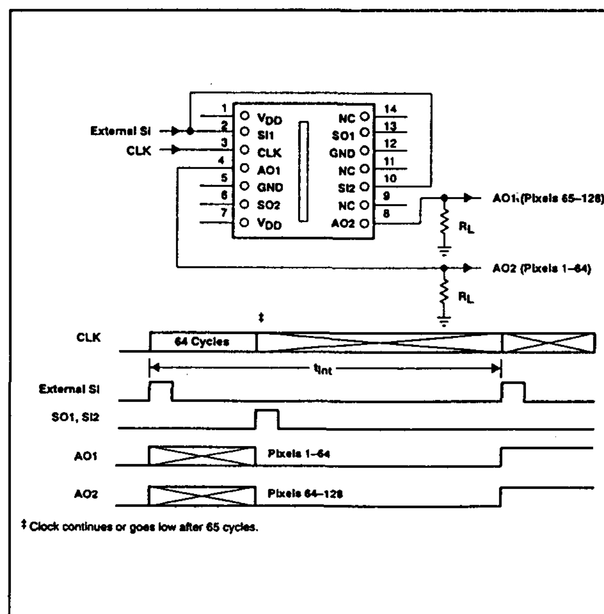
De werking van de TSL 215 komt ook geheel overeen met die van de TSL 213, zodat verwezen wordt naar de gedetailleerde beschrijving daarvan.

De array's van de TSL 215 hebben beide een shift-out (SO) uitgang, waarvan het signaal HOOG gaat op de 64e clockcyclus. SO kan worden gebruikt voor de timing van elkaar opvolgende TSL 214's of TSL 215's.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

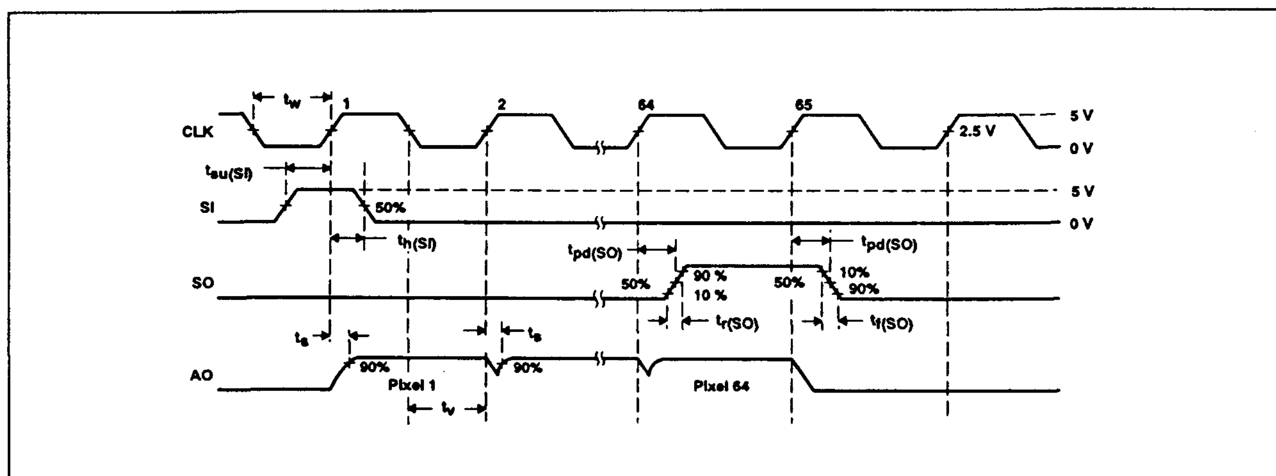


Figuur 19/10.4-31: Timing en (seriële) aansluiting van de TSL 215 als 128 x 1 bit sensor.



Figuur 19/10.4-32: Timing en (parallel) aansluiting van de TSL 215 als dubbele 64 x 1 bit sensor.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-33: Timing en golfvormen van één de secties van de TSL 215.

Supply voltage range, V_{DD} (see Note 1)	−0.5 V to 7 V
Digital output voltage range, V_O	−0.5 V to V_{DD} +0.5 V
Digital output current, I_O	3 mA
Digital input current range, I_I	−20 mA to 20 mA
Operating case temperature range, T_C (see Note 2)	−10°C to 85°C
Storage temperature range	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.4-17: Maximaal toelaatbare waarden van de TSL 215.

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{DD}	Supply voltage	4.5		5.5	V
V_I	Input voltage	0		V_{DD}	V
V_{IH}	High-level input voltage	$V_{DD} \times 0.7$		V_{DD}	V
V_{IL}	Low-level input voltage	0		$V_{DD} \times 0.3$	V
R_L	Analog output external resistive load		330		Ω
λ	Wavelength of light source		750		nm
f_{clock}	Clock input frequency	10		500	kHz
$t_{w(CLKL)}$	Pulse duration, clock low	1			µs
t_{int}	Sensor integration time		5		ms
$t_{su(SI)}$	Setup time, serial input before clock↑	50			ns
$t_{h(SI)}$	Hold time, serial input after clock↑	50			ns
	Total number of TSL215 outputs connected together			8	
T_A	Operating free-air temperature	0		70	°C

Tabel 19/10.4-18: Aanbevolen bedrijfscondities van de TSL 215.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

electrical characteristics, V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, f_{clock} = 180 kHz, λp = 565 nm, R_L = 330 Ω, C_L = 330 pF, t_{int} =5 ms, E_e = 23 μW/cm² (unless otherwise noted) (see Note 3)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP†	MAX	UNIT
V_{OL}	Low-level output voltage	I_O = 0				0.10	V
V_{OH}	High-level output voltage			4.4			V
$V_{AO(SAT)}$	Analog output voltage, saturation level	E_e = 51 μW/cm²		3	3.4		V
$V_{AO(W)}$	Analog output voltage (white, average over 64 pixels)			1.75	2	2.5	V
$V_{AO(D)}$	Analog output voltage (dark, each pixel)	E_e = 0			0.25	0.4	V
$\Delta V_{AO(W)}$	Output voltage (white) change with change in V_{DD}	V_{DD} = 5 V ±5%,	See Note 6		±2%		
	Dispersion of V_{AO}	See Note 4				±10%	
	Linearity of V_{AO}	t_{int} = 2 to 5 ms,	See Note 5	0.85		1.15	
	Pixel recovery time	E_e = 23 μW/cm²,	See Note 7		25	40	ms
I_{DD}	Supply current	I_{DD} Avg,	See Note 6		4	12	mA
I_{IH}	High-level input current	V_I = V_{DD},	T_A = 25°C			0.5	μA
I_{IL}	Low-level input current	V_I = 0,	T_A = 25°C			0.5	μA
C_i	Input capacitance				5		pF

† All typical values are at V_{DD} = 5 V and T_A = 25°C.

NOTES: 3. The input irradiance (E_e) is supplied by an LED array with λp = 565 nm.

4. Dispersion of V_{AO} is the maximum difference between the voltage from any single pixel and the average output voltage from all pixels of the device under test.
5. Linearity of V_{AO} is calculated by averaging over 64 pixels and measuring the maximum deviation of V_{AO} at 2 ms and 3.5 ms from a line drawn between V_{AO} at 2.5 ms and 5 ms.
6. Device tested in parallel mode with only one section active.
7. Pixel recovery time is the time required for a pixel to go from the $V_{AO(W)}$ level to $V_{AO(D)}$ level or vice versa after a step change in light input.

operating characteristics, R_L = 330 Ω, C_L = 330 pF, V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, t_{int} =5 ms, E_e = 23 μW/cm², f_{clock} = 500 kHz (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{r(SO)}$	Rise time, serial output	See Figure 3 and Note 8		25		ns
$t_{f(SO)}$	Fall time, serial output			25		ns
$t_{pd(SO)}$	Propagation delay time, serial output			70		ns
t_s	Settling time				1	μs
t_v	Valid time				1/2 f_{clock}	μs

NOTE 8: Clock duty cycle is assumed to be 50%.

Tabel 19/10.4-19: Elektrische kenmerken van de TSL 215.

TSL 218

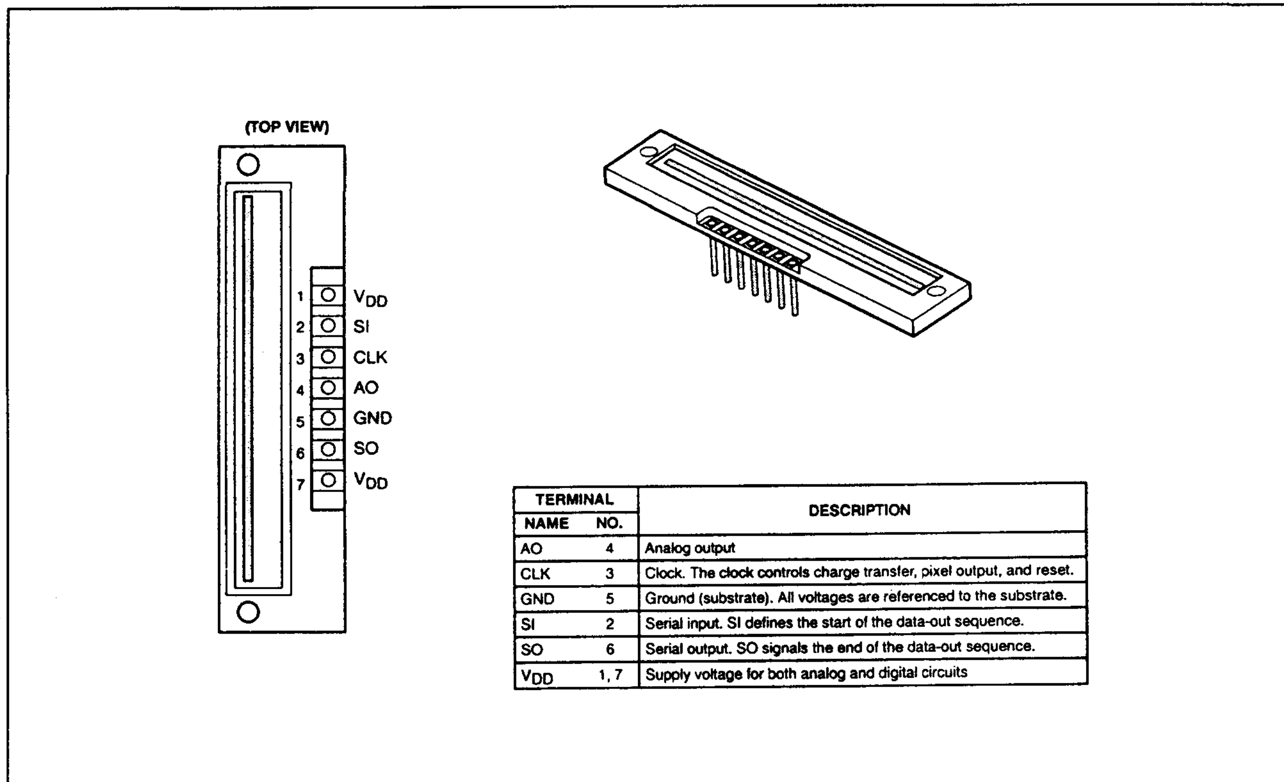
512 bit geïntegreerde lijnsensor

De TSL 218 intelligente optosensor bestaat uit acht secties van 64 ladingsgevoelige pixels, georganiseerd in een lineair array van 512 x 1 bit. Alle pixels hebben een oppervlak van 120 μm x 70 μm en bevinden zich, hart-op-hart, 125 μm afstand van elkaar. Door de aanwezige interne logika is de werking zeer eenvoudig, omdat alleen een clock- en start-integratie puls nodig zijn. De TSL 218 is bedoeld voor streepjescodelezers, rand-, merk- en niveaudetectie en lineaire encodering. De sensor is gemonteerd op een glas-epoxy substraat en wordt geleverd in een speciale 7-pens behuizing met een dekglaasje ter bescherming. Montagegaatjes zijn hierbij standaard en pennen optioneel.

Technische eigenschappen

- 512 x 1 sensor-organisatie
- 200 dots/inch sensorpitch
- uitbreidbare data I/O voor gebruik van meerdere array's
- analoge buffer met sample-and-hold voor analoog uitgangssignaal over volledige clock-periode
- werkt met 500 kHz schuifclock
- enkele 5 V voedingsspanning
- advanced LinCMOS-technologie
- 7-pens speciale behuizing (figuur 19/10.4-34)
- fabrikant: Texas Instruments

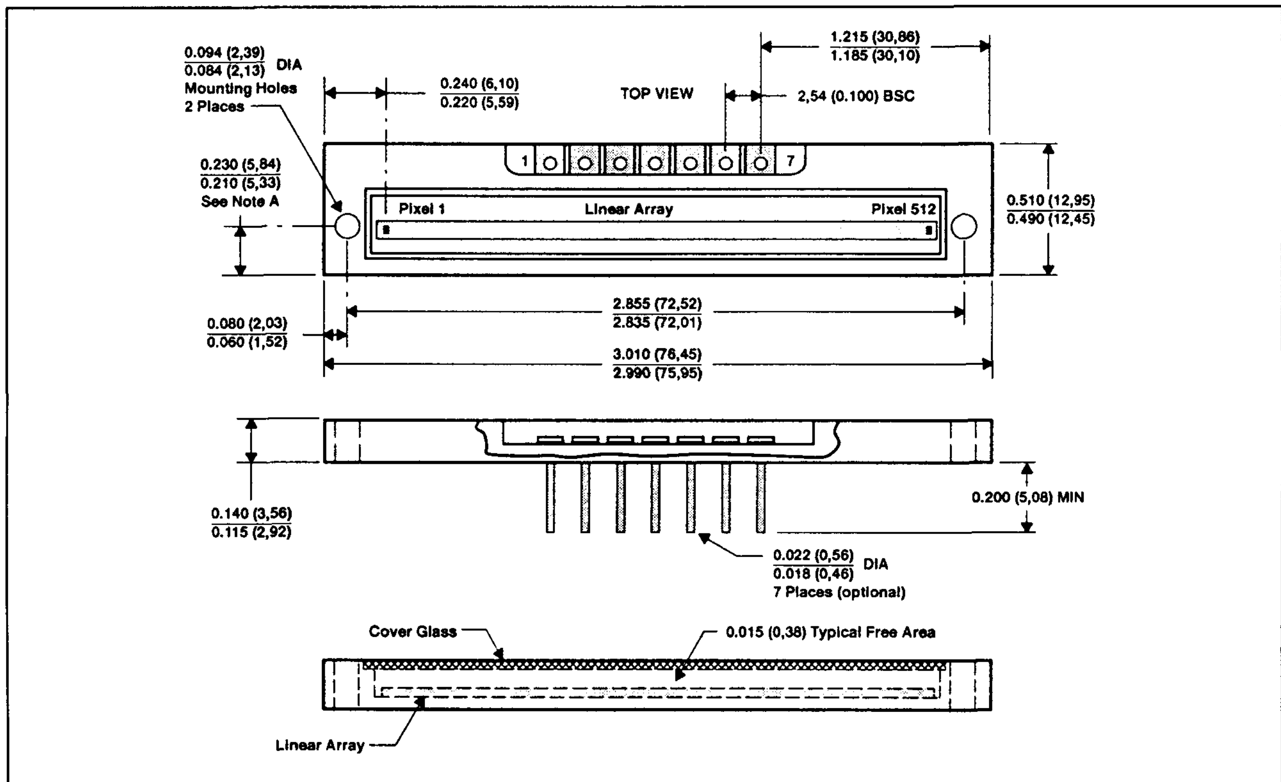
10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



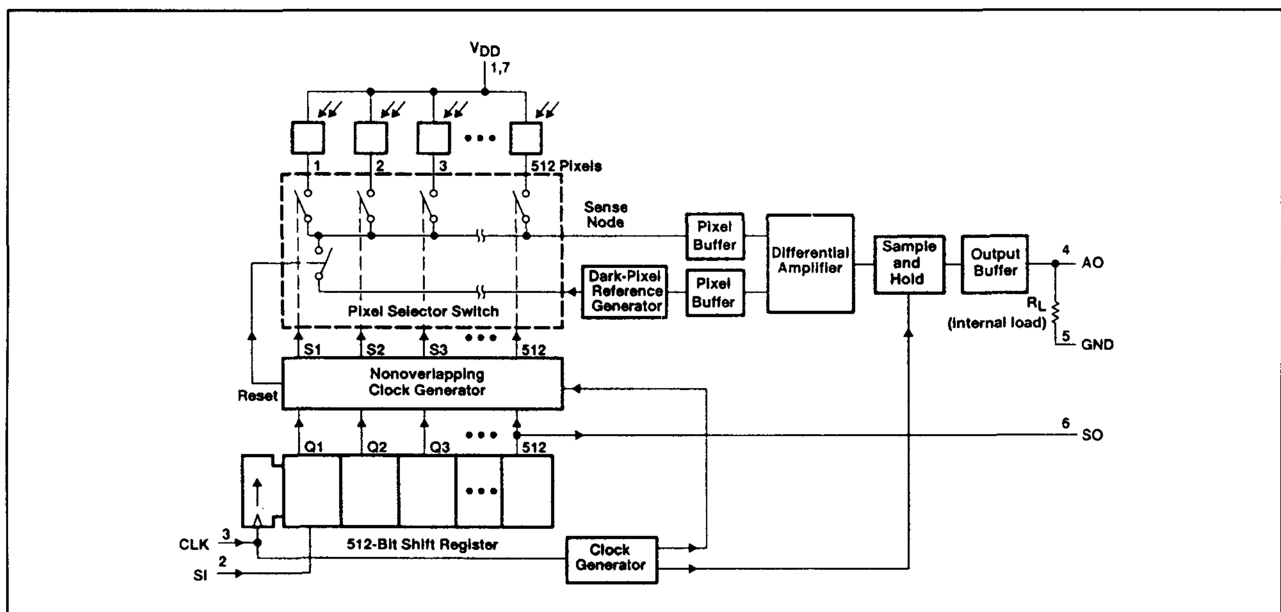
TERMINAL		DESCRIPTION
NAME	NO.	
AO	4	Analog output
CLK	3	Clock. The clock controls charge transfer, pixel output, and reset.
GND	5	Ground (substrate). All voltages are referenced to the substrate.
SI	2	Serial input. SI defines the start of the data-out sequence.
SO	6	Serial output. SO signals the end of the data-out sequence.
V_{DD}	1, 7	Supply voltage for both analog and digital circuits

Figuur 19/10.4-34: Vorm en aansluitingen van de TSL 218.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-35: Afmetingen van de TSL 218.

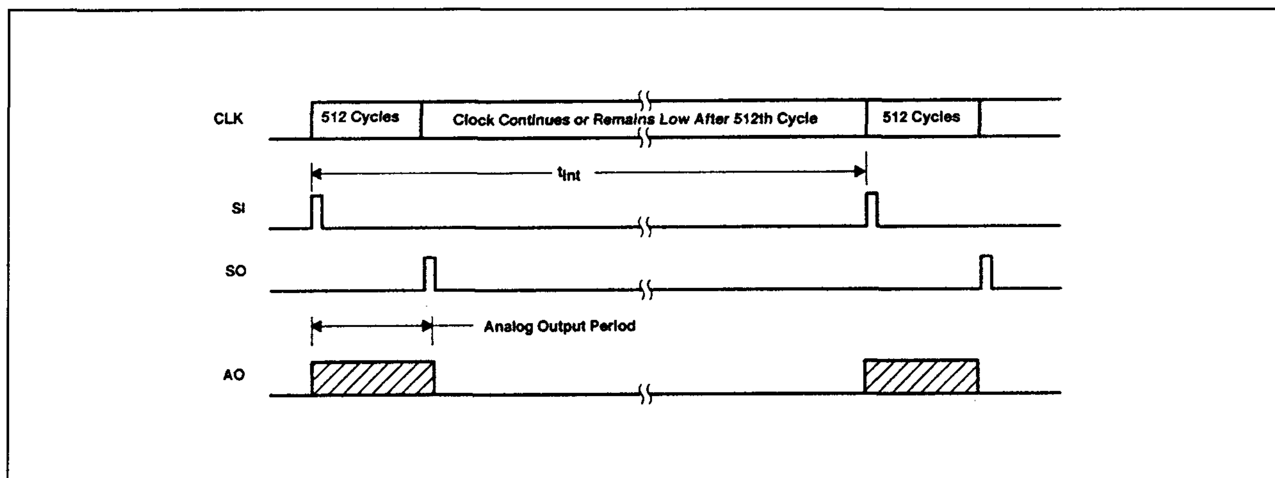


Figuur 19/10.4-36: Functioneel blokschema van de TSL 218.

Sensor-elementen

De reeks sensor-elementen (pixels) is opgebouwd uit 512 aparte lichtgevoelige gebiedjes. Wanneer licht op een pixel valt, ontstaan er elektron-gat paren in het gebied onder de pixel.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-37: De benodigde timing van de TSL 218.

Door de spanning op de pixel wordt een veld gegenereerd, waardoor de elektronen in het element blijven en de gaten in het substraat worden geveegd. De hoeveelheid lading die elk element verzamelt is recht evenredig met de hoeveelheid opvallend licht en de integratietijd.

Werking van de schakeling

De werking van het 512 x 1 array kan worden opgedeeld in twee tijd-perioden: tijdens de ***integratie-periode*** wordt lading in de pixels verzameld en gedurende de ***output-periode*** gaan de signalen naar de uitgang. De integratie-periode is de tijd tussen de seriële ingangspulsen (SI) en omvat ook de output-periode (zie figuur 19/10.4-37).
De benodigde lengte van de integratie-periode hangt af van de hoeveelheid licht en het gewenste niveau van het uitgangssignaal.

Sense-node

Na de integratie-periode worden de in de pixels opgeslagen ladingen één voor één, onder besturing van de clock- (CLK) en SI-signalen, naar de sense-node overgebracht. De op dit knooppunt opgewekte spanning is recht evenredig met de hoeveelheid lading en omgekeerd evenredig met de capaciteit van de sense-node.

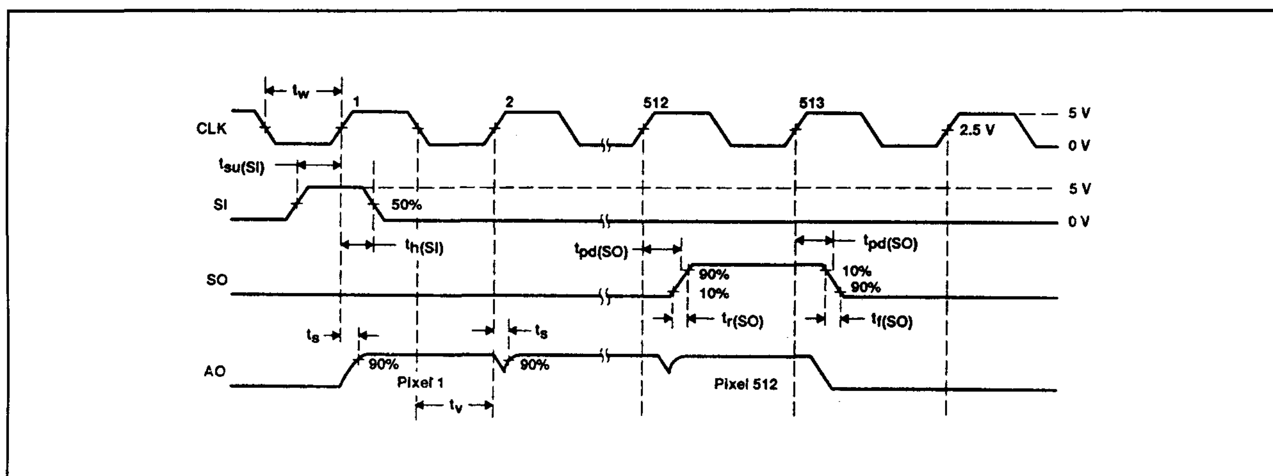
Reset

De niet-overlappende clock-generator (NOCG) genereert bij elke clock-cyclus een intern reset-signaal. Met reset wordt, ter voorbereiding van de volgende lading-overdracht, een bekende spanning op de sense-node gezet. Deze spanning dient als referentie-niveau voor de differentiële signaalversterker.

Schuifregister

Het 512 bit schuifregister regelt de lading-overdracht van de pixels naar de uitgangstrappen en levert timing-signalen voor de NOCG.
Het SI-signaal gaat naar het schuifregister en wordt door de clock doorgeschoven en verschijnt op de 512^e puls op de seriële uitgang SO.
De output-periode begint als SI op de stijgende flank van CLK aanwezig is (zie figuren 19/10.4-37 en -38). De uitgangsspanning komt overeen met het niveau van de eerste pixel na de settling-tijd t_S en blijft gedurende een minimale tijd t_V constant.
Op elke daarna volgende stijgende flank van de clock is een spanning beschikbaar die overeenkomt met de volgende pixel. De output-periode eindigt bij de stijgende flank van de 513^e clock-cyclus, waarna de uitgang hoogimpedant wordt.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren



Figuur 19/10.4-38: Timing en golfvormen bij de TSL 218.

Om de integratietijd te beperken mag de SI-puls al bij de 514e stijgende flank van de clock aanwezig zijn om de output-fase te initialiseren.

Sample-and-hold

Met het sample-and-hold signaal wordt de analoge uitgangsspanning van elke pixel constant gehouden totdat de volgende pixel wordt uitgeklokt. Als CLK HOOG is wordt het signaal bemonsterd en als CLK LAAG is wordt het constant gehouden.

Niet-overlappende clock-generatoren

De NOCG-schakeling verzorgt de interne timing voor de sensor, inclusief reset en pixel-lading sensing. De signalen zijn synchroon en worden bestuurd door de uitgangen van het schuifregister.

Initialisatie

Bij het opkomen van de voedingsspanning of als de clock of het SI-signaal langer dan de integratietijd inactief zijn geweest kan het nodig zijn om de sensor-elementen te initialiseren. De initialisatie-fase bestaat uit 12 tot 15 opeenvolgende output-cycli, waardoor alle mogelijke ladingen van de pixels worden verwijderd.

Supply voltage range, V_{DD}	−0.5 V to 7 V
Digital output voltage range, V_O	−0.5 V to V_{DD} + 0.5 V
Digital output current, I_O	3 mA
Digital input current range, I_I	−20 mA to 20 mA
Operating case temperature range, T_C	−10°C to 85°C
Operating free-air temperature range, T_A	0°C to 70°C
Storage temperature range, T_{stg}	−25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Tabel 19/10.4-20: Maximaal toelaatbare waarden van de TSL 218.

10.4 Geïntegreerde beeldsensoren

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	4.5	5	5.5	V
Input voltage, V_I	0		V_{DD}	V
High-level input voltage, V_{IH}	$V_{DD} \times 0.7$		V_{DD}	V
Low-level input voltage, V_{IL}	0		$V_{DD} \times 0.3$	V
Wavelength of light source, λ	565		700	nm
Clock frequency, f_{clock}	10		500	kHz
Sensor integration time, t_{int} (see Figures 1 and 2)	1.028	5		ms
Pulse duration, CLK low, $t_{w(CLKL)}$	1			µs
Setup time, SI before CLK↑, $t_{su(SI)}$	50			ns
Hold time, SI after CLK↑, $t_{h(SI)}$ (see Note 1)	50			ns
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C

NOTE 1: SI must go low before the rising edge of the next clock pulse.

electrical characteristics at f_{clock} = 200 kHz, V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C, λ_p = 565 nm, t_{int} = 5 ms, E_e = 20 µW/cm^2 (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Analog output voltage (white, average over 512 pixels)		1.75	2.2		V
Analog output voltage (dark, each pixel)			0.25	0.4	V
Dispersion of analog output voltage	See Note 2			±20%	
Linearity of analog output voltage	See Note 3	0.85		1.15	
Analog output saturation	E_e = 60 µW/cm^2	3	3.4		V
Supply current			16	24	mA
High-level input current	$V_I = V_{DD}$			0.5	µA
Low-level input current	$V_I = 0$			0.5	µA
Input capacitance			5		pF

operating characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (see Figure 2)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{r(SO)}$	Rise time, SO	C_L = 30 pF		25		ns
$t_{f(SO)}$	Fall time, SO			25		ns
$t_{pd(SO)}$	Propagation delay time, SO			70		ns
t_s	Settling time				1	µs
t_v	Valid time				1/2 f_{clock}	µs

Tabel 19/10.4-21: Aanbevolen bedrijfscondities, elektrische kenmerken en schakeltijden van de TSL 218.